RADIOTECNICA

teorica e pratica

MENSILE DIRETTO DA G. TERMINI

ANNO IX - N. 80 GIUGNO/LUGLIO 1958



OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA Mod. 106

Tubo « Philips » DG 7/5 con schermo da 70 mm. di diametro. Amplificatore verticale con coppia di stadi in controfase e con connessione diretta alle placchette deflettrici. Risposta lineare da 50 c/s a 2 Mc/s. Amplificatore orizzontale con risposta lineare frà 30 c/s e 500 Mc/s. Asse dei tempi in 4 gamme da 50 c/s a 60 Kc/s.



GENERATORE SWEEP-MARKER Mod. 104

Particolarmente adatto per il servizio TV a domicilio. Gamma sweep da 0 a 60 Mc/. Marker fisso e variabile: 5,5 Mc/s con quarzo, da 10 a 38 Mc/s e da 3,5 a 6,5 Mc/s.



GENERATORE SWEEP-MARKER Mod. 103

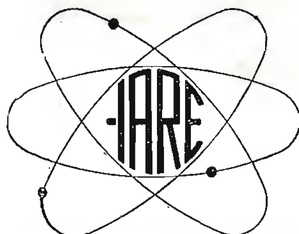
E' una realizzazione compatta ad alto livello funzionale, con ampie prestazioni, sicuri controlli, vasta flessibilità d'impiego. Il **generatore sweep**, in due gamme, raggiunge senza difficoltà la profondità di modulazione di 20 Mc/s. **Marker** in 6 gamme da 4-220 Mc/s in fondamentale. Ogni sede di ogni strumento tarato punto per punto. Calibrazione del marker con il segnale campione a 5,5 Mc/s del marker fisso controllato a quarzo. Cancellazione e regolazione di fase del blanking. Regolazione della fase del segnale per l'asse dei tempi dell'oscilloscopio.



OSCILLOSCOPIO A LARGA BANDA Mod. 105

Tubo « Philips » DG 10/6 con schermo da 100 mm. di diametro. Amplificazione verticale con risposta lineare da 20 c/s a 2 Mc/s, entro 3 dB fino a 4 Mc/s. Sensibilità superiore a 3 mV/mm. Segnale calibrato da 3 V da picco a picco a 50 c/s per misure con schermo millimetrato. Amplificatore orizzontale con sensibilità di 20 mV/mm, risposta lineare da 20 c/s ad 1 Mc/s. Asse dei tempi da 20 c/s a 50 kc/s.

●●



Strumenti elettronici per TV

TORINO

Via Madama Cristina, 95
tel. 682.935



GENERATORE DI SEGNALI FM Mod. 107

Due campi d'onda in fondamentale: da 9,5 a 11,5 Mc/s e da 87 a 100 Mc/s. Generatore « marker » in banda 10 - 12 Mc/s.



Mensile di tecnica elettronica edito da Ines Renata Boscolo.

Direzione, amministrazione, pubblicità: Milano, via privata Bitonto, 5.

Direttore responsabile: Giuseppe Termini, tel. 69.73.30

Autorizz. Trib. di Milano 4396.

Arti grafiche A. Gorlini, via Varese 12 Milano.

indice degli inserzionisti

"radiotecnica-televisione"
edita a Milano
è distribuita in Italia
ed all'estero
la prima settimana di ogni mese

Vol. VII - N. 80 - GIUGNO-LUGLIO 1958

sommario

Ai lettori

"radiotecnica-televisione" *ha già avuto occasione, anche di recente, di accennare alle ragioni che hanno influito sulla periodicità della pubblicazione. Premesso che tale irregolarità non modifica il numero dei fascicoli destinati agli Amici abbonati, si adempie al lieto dovere di informare che tale stato di cose, unicamente da imputare a ragioni organizzative, è ormai completamente superato da una nuova e più confacente attrezzatura redazionale. Essa elimina anche l'inconveniente del controllo sperimentale degli schemi più impegnativi, attuato soltanto in parte nel passato e con non poche difficoltà per il gravoso lavoro svolto nel campo dell'insegnamento professionale dal direttore responsabile. Affiancando ad esso dei nomi nuovi, singolarmente esperti nei diversi campi dell'elettronica applicata,* "radiotecnica-televisione" *è certa di continuare a soddisfare il bisogno sempre più sentito di una pubblicazione varia, capace di informare, di aggiornare e di concorrere in modo efficace alla risoluzione dei più importanti problemi teorici e pratici. Con tale decisione si dà anche modo all'a. di completare la stesura del Dizionario di tecnica elettronica, che ora si riprende in attesa di iniziare una pubblicazione separata e che è giudicato particolarmente interessante per la possibilità di essere consultato con profitto tanto dallo studioso quanto dal professionista e per il fatto che esso conclude degnamente quasi un trentenuio intensamente dedicato allo studio ed al lavoro.*

E' anche possibile completare le prove, attualmente in corso, sul ricevitore destinato all'ascolto delle comunicazioni extra-terrestri, sul televisore portatile a trausistori e sul televisore a minimo numero di tubi e riportare quindi, su queste pagine, le relative descrizioni, utilmente completate dei dati costruttivi e sperimentali. Altrettanto si potrà fare per il " Corso teorico-pratico di tecnica elettronica" che proseguirà, senza interruzione, a partire dal fascicolo N. 81.

Si conclude ringraziando i numerossimi lettori che continuano da anni a mantenersi fedeli a questa pubblicazione e che hanno contribuito, con il loro interessamento, alla attuale diffusione.

« radiotecnica - televisione », fondata nel 1950, esce mensilmente a Milano. Un **fascicolo separato** costa L. 250 e può essere prenotato presso la nostra Amministrazione inviando L. 200.

Abbonamenti per l'Italia. 3 fascicoli: L. 670, 6 fascicoli L. 1100, 12 fascicoli L. 2100, i.g.e. compresa. Gli abbonamenti possono decorrere da qualsiasi numero.

Abbonamenti per l'estero: il doppio.

Arretrati a scelta. 1 fascicolo L. 200, 3 fascicoli L. 500, 6 fascicoli L. 1000, 12 fascicoli L. 2000, 20 fascicoli L. 3000, 30 fascicoli Lire 3500, 40 fascicoli L. 4500, 50 fascicoli L. 5000. I fascicoli N. 53 - 54 - 55 - 56 - 57 - 58 - 59 - 60 in cui si riporta il **« Dizionario di tecnica elettronica »** sono ceduti al prezzo di L. 1000. I 24 fascicoli compresi dal N. 23 al N. 46, con i quali si va dalla lezione VII alla lezione XXVIII del **« Corso di televisione »**, costano L. 3000.
Per i versamenti si prega di ricorrere al **conto corrente postale 3/16750** intestato a **Ines Renata Boscolo in Termini, via privata Bitonto, 5. Milano.**

Appunti per progettisti

Dott. Ing. C. Bernardi

1. Misura di tensioni alternate con voltmetri a diodo ed elettronici

In fig. 1 viene rappresentato un metodo per la misura di una tensione alternativa utilizzante un rettificatore a cristallo in serie allo strumento vero e proprio.

Se si fa per un momento l'ipotesi che il *diodo* sia, come si usa dire, *ideale*, ossia che presenti una *resistenza diretta nulla* ad una *resistenza inversa infinita*, si vede subito che lo strumento *s* è percorso da corrente in corrispondenza alle semialternanze positive della tensione che si desidera misurare (che cioè rendono positivo il punto *A rispetto* al punto *C*) mentre non lo è affatto in corrispondenza a quelle negative (*A* negativo rispetto a *C*).

In realtà lo schema di funzionamento riportato è puramente teorico in quanto i diodi reali presentano sempre una certa resistenza diretta (per quanto piccola) ed una certa resistenza inversa non infinita (per quanto elevata). Per questo fatto la tensione presente sullo strumento *s* sarà leggermente inferiore a quella applicata sui morsetti *A* e *B* durante le semialternanze positive (per effetto della caduta di tensione provocata dal diodo), mentre durante le semialternanze negative lo strumento sarà percorso da una certa corrente per effetto della resistenza inversa non infinita del diodo (fig. 2).

Le cause di errore che un simile strumento può introdurre nella lettura sono le seguenti:

a) *variazione della resistenza interna del diodo al variare della temperatura;*

b) *diminuzione della resistenza interna del diodo al crescere della corrente che lo attraversa* (per effetto dell'andamento parabolico della curva caratteristica);

c) *funzionamento dello strumento dipendente dalla frequenza.* A questo proposito si precisa che il diodo presenta fra i suoi terminali una capacità non trascurabile, la cui importanza aumenta mano a mano che la frequenza aumenta (fig. 3).

Il raddrizzatore, data l'alta impedenza presentata dalla capacità *C*, funziona comunque alle basse frequenze. Tuttavia al crescere della frequenza la reattanza del condensatore diminuisce e una parte sempre più cospicua del segnale cessa di essere raddrizzata.

Lo strumento misura un *valore medio*, che verrà indicato con Vm; tuttavia la taratura viene effettuata in base al *valore efficace* Veff mediante la relazione

$$V_{eff} = K_f \cdot V_m$$

in cui Kf è il fattore di forma dell'onda.

Se la tensione da misurare ha forma sinusoidale, si hanno le seguenti relazioni:

$$V_{eff} = V_{max}/\sqrt{2} \quad (V_{max} = \textit{valore di picco})$$

$$V_m = \frac{2}{\pi} V_{max}$$

$$V_{eff} = \frac{\pi V_m}{2\sqrt{2}} = 1{,}11\ V_m \quad (K_f = 1{,}11).$$

Nel caso di onde di forma rettangolare:

$$V_{eff} = V_m$$
$$K_f = 1$$

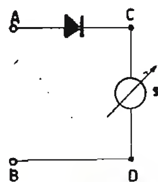
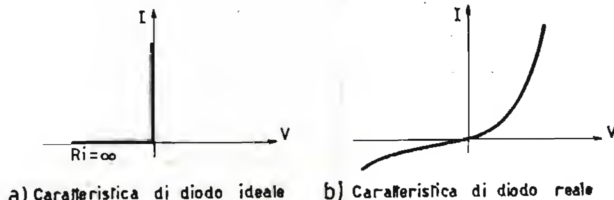


Fig. 1



a) Caratteristica di diodo ideale b) Caratteristica di diodo reale

Fig. 2

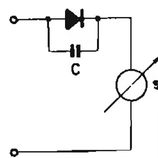
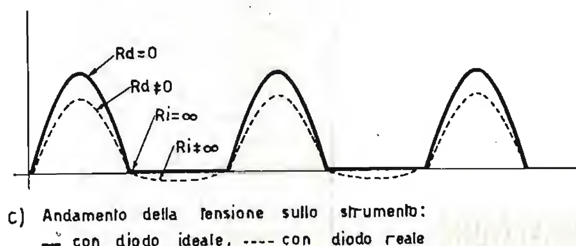


Fig. 3



c) Andamento della tensione sullo strumento: — con diodo ideale, ---- con diodo reale

Per le limitazioni esposte al punto *c* lo strumento è adatto a funzionare fino alle frequenze di circa 2÷3 Kc/s.

VOLTMETRI ELETTRONICI

I voltmetri di questo tipo usano un circuito a diodo oppure a triodo. La differenza sostanziale fra i due tipi di valvola consiste nel fatto che mentre la caratteristica dei diodi è praticamente lineare, quella dei triodi è praticamente parabolica.

I voltmetri in oggetto servono per misurare tensioni efficaci oppure di *picco*. Soffermiamoci su quest'ultimo caso. Come è noto la curva caratteristica di un diodo si può esprimere con la seguente espressione, tipicamente parabolica

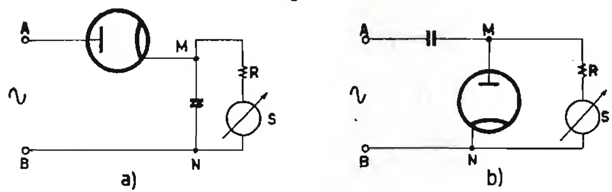
$$i = f(v) = g\,V_{max} + \frac{g'}{2} V^2_{max}$$

Pertanto il valore della corrente che attraversa lo strumento è proporzionale al quadrato della tensione efficace $(V_{max}/\sqrt{2})$.

Un circuito atto a misurare il valore di cresta di una tensione può assumere una delle forme precisate in fig. 4. Sui morsetti AB è presente la tensione da misurare. Lo strumento *s* è un comune milliamperometro. Si faccia ora l'ipotesi che il diodo abbia una curva lineare e che quando la corrente circola da *A* ad *M* (cioè *A* è positivo rispetto ad *M*), il diodo stesso presenti una resistenza nulla, mentre presenti resistenza infinitamente grande quando la corrente tende a circolare da *M* ad *A* (cioè *A* è negativo rispetto ad *M*).

Si esamini ora lo schema di fig. 4 *a*). Per le ipotesi fatte, a partire dall'istante in cui inizia il semiperiodo che rende *A* positivo rispetto ad *M*, la tensione presente fra *A* e *B* è pure presente fra *M* ed *N* perchè il diodo non provoca caduta di tensione. Il condensatore *C* si carica, mano a mano che la tensione sale, in base ad una nota legge esponenziale. La costante di tempo del sistema è praticamente nulla, dato che il diodo ha resistenza nulla; la carica del condensatore *C* è quindi immediata. Nel primo quarto di periodo (tratto ascendente della semialternanza positiva) il condensatore assume una tensione pari al valore di picco della tensione applicata fra *A* e *B*. Nel secondo quarto di periodo, in cui la tensione varia dal valore di picco allo zero, il condensatore tende a scaricarsi, essendo soggetto a tensioni sempre più piccole rispetto alla tensione di carica massima. Esso però non si può scaricare sul diodo (perchè *M* è positivo rispetto ad *A* ed il diodo non può condurre). Si scaricherà pertanto sulla resistenza *A* e una corrente percorrerà lo strumento *s*. L'andamento della scarica

Fig. 4



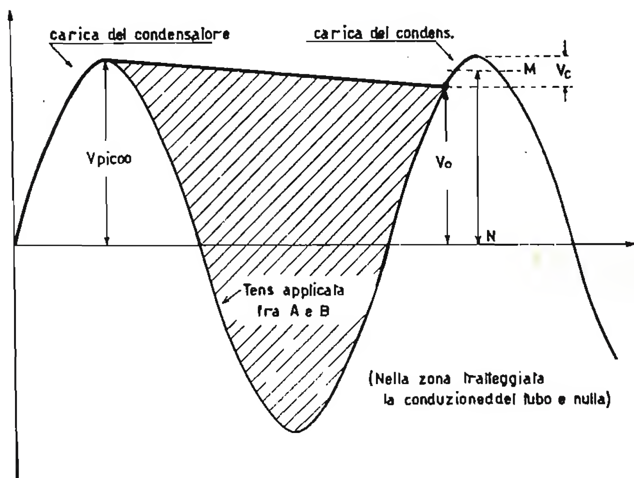


Fig. 5

è ancora di tipo esponenziale. Siccome però la resistenza *R* è molto grande, la costante di tempo sarà molto grande e quindi la scarica assai lenta (fig. 5).

Se si vuole una misura molto precisa occorre che la scarica del condensatore sia molto lenta o, in altri termini, occorre che sia molto piccola la differenza fra la tensione di picco e la tensione Vo (in corrispondenza alla quale il condensatore ricomincia a caricarsi fino al valore di picco). In altre parole la grandezza di Vc dà l'idea dell'entità dell'errore che si commette, in quanto lo strumento indicherà un valore molto prossimo, mediamente, al tratto MN di fig. 5.

Se si ammette che l'errore imputabile al motivo riferito possa essere l'1%, si ha:

$$f\,RC = 100 \quad (c/s,\ \Omega,\ F)$$

Il criterio che deve guidare la scelta della resistenza *R* è di natura pratica. In sostanza dipende dalla massima tensione che si ritiene di dover misurare.

APPLICAZIONE PRATICA

Si voglia leggere, a fondo scala, una tensione massima di 100 V, alla frequenza compresa fra 50 c/s ed 1 Mc/s, con uno strumento da 30 μA fondo scala. Si calcola la *R* addizionale:

$$R = \frac{\text{Vpicco}}{I} = \frac{100\sqrt{2}}{30} = 4{,}73 \text{ M-ohm.}$$

Considerando la frequenza inferiore della gamma assegnata, si ha dalla f RC = 100:

$$C \cong 0{,}5 \text{ micro—F.}$$

Il tubo va scelto in modo che possa sopportare la tensione inversa, cioè quella applicata fra anodo e catodo durante la semialternanza negativa. Tale tensione inversa è circa il doppio della tensione di cresta. Un tubo adatto per l'applicazione in oggetto potrebbe essere il doppio diodo 6H6 - G.

2. Reattori a nucleo saturabile

Dott. Ing. C. Bernardi

In fig. 1 è rappresentato, nella sua forma più semplice, il circuito di un reattore saturabile costituito da un nucleo di materiale magnetico, attorno al quale sono disposti due avvolgimenti, *Nc* ed *Na*.

Il circuito *Nc*, detto *di controllo*, viene percorso da una corrente continua di grandezza comunque regolabile. Il circuito *Na*, detto *di carico o controllato*, è disposto in serie al carico *R* e viene alimentato da una sorgente di tensione alternata costante *Va*.

Ci si propone di dimostrare che, agendo sul circuito di controllo *Nc*, è possibile variare la reattanza *X* dell'avvolgimento di carico *Na*, e pertanto controllare la corrente *Ia* sul carico *R* o la potenza dissipata dallo stesso.

Con riferimento alla fig. 1 si ammette che il senso degli avvolgimenti *Nc* ed *Na* sia tale da far sì che le amper-spire risultanti (*As*) siano la somma delle *As* in c.c. e di quelle in c.a. Premesso questo, si osservi la caratteristica di magnetizzazione del materiale magnetico (fig. 2).

Si vede subito che, *in assenza di componente magnetizzante continua* le amper-spire relative al circuito in c.a. hanno valore medio nullo, mentre il flusso ϕ_1 oscilla attorno ai due valori +P e —P, subendo una variazione totale $\Delta\phi_1$. Se la variazione di flusso $\Delta\phi_1$ non interessa la zona di saturazione del nucleo, il comportamento del circuito è quello di una normale induttanza non saturata, il cui coefficiente di autoinduzione *L* è proporzionale al rapporto $\Delta\phi_1/\Delta I$ ovvero all'angolo α_1 che la curva di magnetizzazione forma con l'asse delle ascisse.

Se ora viene fatta circolare una corrente continua nell'avvolgimento di controllo *Nc*, le *As* alternate (*variabili*) si sommano a quelle continue (*costanti*). Le prime oscillano attorno ad un valore medio non nullo, definito dal punto della caratteristica *M* in cui il materiale viene fatto lavorare per effetto della magnetizzazione in c.c. (fig. 3). Il flusso ϕ_2 varia attorno al valore *Pc* subendo una variazione totale $\Delta\phi_2$. In questo caso si va ad invadere la zona di saturazione della curva di magnetizzazione del materiale ed il coefficiente *L* dell'avvolgimento *Na* è proporzionale al nuovo rapporto $\text{tg}\,\alpha_2 = \Delta\phi_2/\Delta I$.

Poichè l'angolo α varia fra in valore α_1 massimo (in assenza di componente continua o comunque nell'ipotesi che si resti nel tratto lineare della caratteristica) ad un valore α_2 minimo (nucleo profondamente saturato), si vede subito che la reattanza dell'avvolgimento *Na* potrà variare fra i due valori estremi Xmax ($\alpha = \alpha_1$) ed Xmin ($\alpha = \alpha_2$) come risulta dalla semplice relazione di proporzionalità:

$$\text{tg}\alpha_1/\text{tg}\alpha_2 = \text{Xmax/Xmin}.$$

Se si fa l'ipotesi che la sola componente alternata non sia in grado di portare il nucleo in zona di saturazione, si vede subito che il valore di α è definito dall'entità (control-

labile) delle *As* in c.c. e pertanto si giustifica quanto detto all'inizio, circa la possibilità di poter controllare la reattanza *X* dell'avvolgimento in c.a. mediante l'avvolgimento di controllo *Nc*.

Dopo questo cenno sul principio di funzionamento di un reattore saturabile, viene esposto un procedimento di calcolo dello stesso.

Si faccia ancora riferimento alla fig. 1 e si supponga che il carico *R* sia una pura resistenza. I dati del progetto sono:

1) *rapporto p* fra la potenza minima e massima che il carico può essere chiamato a dissipare

$$p = \frac{R I a^2 min}{R I a^2 max} = \frac{I a^2 min}{I a^2 max} \; ;$$

2) *tensione Va* disponibile per l'alimentazione del circuito di carico;

possibile prescindere dalla presenza di traferro e che per poter saturare a fondo il ferro occorre un notevole dispendio di rame nel circuito in c.c., oltre a materiali facilmente saturabili.

La rinuncia a saturare profondamente il ferro comporta una riduzione della sensibilità del sistema, venendosi a ridurre di conseguenza il campo di variazione della reattanza *X*.

In pratica il procedimento di calcolo si sviluppa come segue.

Si sceglie una certa componente reattiva della tensione disponibile *Va* in modo da ottenere a pieno carico un buon fattore di potenza

$$Ia\,max\;Xmin = (0{,}35 \div 0{,}45)\;Va \qquad (3)$$

a pieno carico

$$Ia\,max\;R = (0{,}90 \div 0{,}93)\;Va \qquad (4)$$

Poichè è nota la potenza *P max*, che si vuole a pieno carico, e la tensione disponibile Va, si ha:

Fig. 1

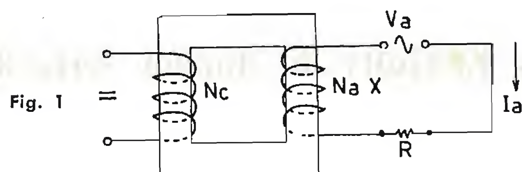
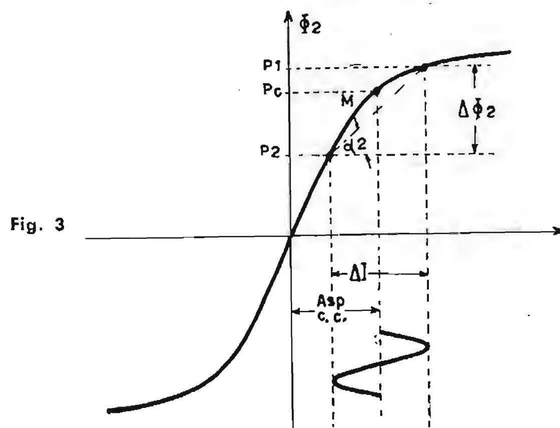


Fig. 3



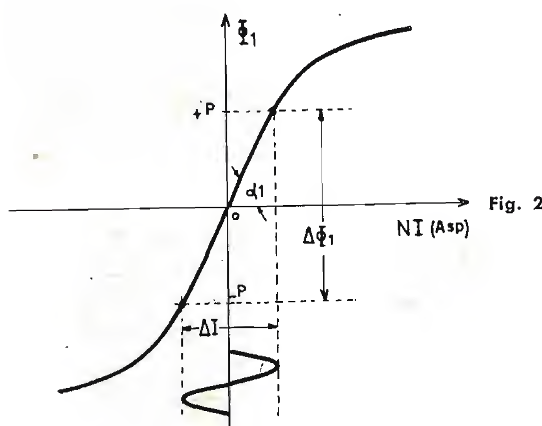


Fig. 2

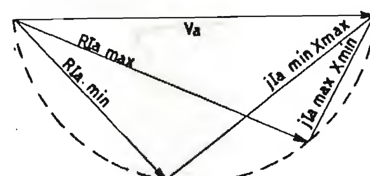


Fig. 4

Fig. 2 - Assenza di componente magnetizzante continua.

Fig. 3 - Presenza di componente magnetizzante continua sovrapposta a quella alternata.

3) *potenza massima Pmax* = Ria^2max sul carico.

Essendo il carico utile *R* in serie all'avvolgimento *Na* di reattanza *X* variabile fra i due valori incogniti *Xmin* ed *Xmax*, si ha la relazione fondamentale

$$p = \frac{Ia^2 min}{Ia^2 max} = \frac{R^2 + X^2 min}{R^2 + X^2 max} \qquad (2)$$

dalla quale si può vedere che, essendo costanti la *R* e *p* le vere incognite sono i valori *Xmin* ed *Xmax* e per conseguenza la entità di variazione del flusso in c.c. che li determina.

Va subito detto che *conviene limitare il valore di Xmin, se non si vuole conseguire, a pieno carico, un fattore di potenza* (*cos φ*) *molto basso*. Conviene del resto notare che il funzionamento a pieno carico è quello normale. Il diagramma di fig. 4 mostra come si ripartisce la tensione impressa *Va* (*costante*) fra il carico *R* (*componente attiva*) e la reattanza *X* (*componente reattiva*). La RIa varia fra un valore massimo ed un minimo, in corrispondenza ai quali si ritrova Xmin ed Xmax. Per realizzare condizioni ideali di funzionamento occorrerebbe un materiale con minima pendenza della curva di magnetizzazione e con alto rapporto di permeabilità ($\mu min/\mu max$). Particolarmente indicati sono i materiali ad alto μ come il permalloy; occorre ancora che la presenza di traferro sia ridotta al minimo, per ridurre le perdite nel circuito magnetico. Si osserva tuttavia che è im-

$$Pmax = RIa^2max = RIa\,max \,.\, Ia\,max = (0{,}90 \div 0{,}93)Va \,.\, Ia\,max \qquad (5)$$

da cui si ricava subito Ia max e dalla

$$Pmax = RIa^2max \qquad (6)$$

si ricava ancora il carico *R*.

Tenendo conto della (3), poichè è noto il valore di Ia max e di Va si ricava quello di

$$Xmin = \frac{(0{,}35 \div 0{,}45)\;Va}{Ia\,max}$$

Il rapporto Xmin/Xmax, se non si richiede una eccessiva sensibilità del reattore (del resto definita dal valore assegnato di *p*) si dimensiona in modo da non rendere eccessivamente dispendioso l'avvolgimento di controllo.

Dato il forte valore assegnato al cos φ a pieno carico, si può trascurare la caduta di tensione sull'avvolgimento *Nc* e ritenere valido il seguente procedimento per il calcolo di Xmax:

$$\frac{Xmin}{Xmax} = \frac{Xmin\;Ia\,max}{Xmax}\;P \qquad (7)$$

Essendo noti *p*, Xmin ed Ia max, si ricava il valore di Xmax.

OC 170 - Transistore a giunzione P-N-P "Philips,,

per la conversione di frequenza nelle gamme delle onde corte e per l'amplificazione della frequenza intermedia di 10,7 Mc-s nei ricevitori per FM

I risultati sempre più sorprendenti raggiunti nel campo dei semiconduttori, specie riguardo alla permanenza delle caratteristiche, alle più strette tolleranze delle costanti di funzionamento, al rilevante aumento della frequenza d'interdizione ed alla notevolissima diminuzione del rumore di fondo, spiegano il rapido moltiplicarsi delle applicazioni pratiche. Particolarmente ricchi di possibilità e di attrattive i risultati raggiunti a proposito dalla "Philips" e che ora si illustrano anche, e specialmente, per soddisfare le numerose richieste pervenuteci. Premesso che si preciseranno in dettaglio i valori limiti e le condizioni tipiche di funzionamento dei transistori OC 170, OC 76, OC 75, OC 72, OC 71, OC 70, OC, 45, OC 44, OC 16, OC 7 e quelle dei diodi raddrizzatori al silicio OA 210, OA 211 ed OA 214, si adempie al dovere di ringraziare vivamente l'Egr. Sig. Dott. Ing. Lunghi, che ha fornito con signorile larghezza la documentazione tecnica richiesta.

DATI TERMICI

Aumento di temperatura alla giunzione nell'intervallo compreso fra 0°C e 55°C . . . . K = max 0,5 °C/mW,

VALORI MASSIMI ASSOLUTI

Collettore.

a) **tensione, rispetto alla base:**
valore medio . . . . . —VCB = max 20 V,
valore di cresta . . . . —VCB-p = max 20 V,

b) **intensità della corrente:**
valore medio . . . . . —Ic = max 10 mA,
valore di cresta . . . . —Ic-p = max 10 mA,

c) **dissipazione alla temperatura ambiente di 45°C** . . . . Pc = max 60 mW.

Emettitore.

a) **tensione, rispetto alla base:**
valore medio . . . . . —VEB = max 0,5 V,
valore di cresta . . . . —VEB-p = max 0,5 V,

b) **intensità della corrente:**
valore medio . . . . . IE = max 10 mA,
valore di cresta . . . . EE-p = max 10 mA.

Temperatura:
alla giunzione . . . . . Tj = max 75 °C,
di immagazzinamento . . . Ti = —55 °C ÷ +75 °C.

DATI CARATTERISTICI DI FUNZIONAMENTO ALLA TEMPERATURA AMBIENTE DI 25° C

a) *Circuito con base a massa (connessione Bc):*

intensità della corrente del collettore (per —VCB = 6 V, IE = 0) . . —Ico = 2 μA,

tensione limite di breakdown collettore-base (per —Ic = 50 μA, emettitore aperto) . . . . . . —VCB = min 20 V,

tensione limite di breakdown emettitore base (per —IE = 50 μA, collettore aperto) . . . . —VEB = min 0,5 V,

requenza di taglio (per —VCB = 6 V, IE = 1 mA):
valore medio . . . . . f = 70 Mc/s,
valore minimo . . . . . f = 40 Mc/s.

b) *Circuito con emettitore a massa (connessione Ec):*

(dati rilevati per —VCE = 6 V, IE = 1 mA):
intensità della corrente della base . . —IB = 20 μA
tensione della base . . . . . —VBE = 0,3 V,
amplificazione di corrente:
(per —VCE = 6 V, IE = 1 mA, f = 1 Kc/s) . . . . . hfe — 80

c) *Figura del rumore, per:*

1) —VCE = 6 V, IE = 1 mA, RS = 500 Ω, f = 1000 c/s . . . . . F = 25 dB,
2) —VCE = 6 V, IE = 1 mA, RS = 200 Ω, f = 0,45 Mc/s . . . . . F = 4 dB,
3) —VCE = 6 V, IE = 1 mA, RS = 150 Ω, f = 10,7 Mc/s . . . . . F = 5 dB

d) *Parametri per segnali deboli:*

1) per —VCE = 6 V, IE = 1 mA, f = 0,45 Mc/s:
conduttanza d'ingresso . . . . 0,5 mA/V,
capacità d'ingresso . . . . 90 pF,
conduttanza di reazione . . . . . . 0,1 μA/V,
ammittanza di trasferimento (valore assoluto) 36 mA/V,
conduttanza di uscita . . . . 1 μA/V,
capacità di uscita . . . . 5 pF,
massimo guadagno di potenza conseguibile . 57 dB;

2) per — VCE = 6 V, IE = 1 mA, f = 10,7 Mc/s:
conduttanza d'ingresso . . . . 3 mA/V,
capacità d'ingresso . . . . 65 pF,
conduttanza di reazione . . . . . . 20 μA/V,
capacità di reazione . . . . 1,6 pF,
ammittanza di trasferimento (valore assoluto) 30 mA/V,
angolo di fase dell'ammittanza di trasferimento —30°,
conduttanza di uscita . . . . 60 μA/V,
capacità di uscita . . . . 4,5 pF,
massima amplificazione di potenza . . . 31 dB.

CONDIZIONI TIPICHE D'IMPIEGO

1. Convertitore di frequenza in gamma 19 - 50 m (16-6 Mc/s).

a) *Dati elettrici (fig. 2):*

tensione continua collettore-emettitore . —Vce = 7,8 V;
intensità della corrente continua dell'emettitore . . . . . . Ie = 1 mA;

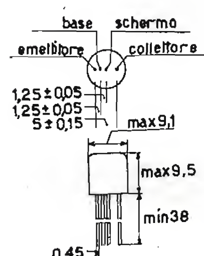


Fig. 1

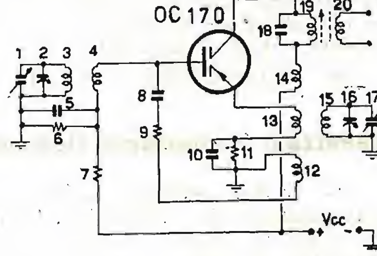


Fig. 2

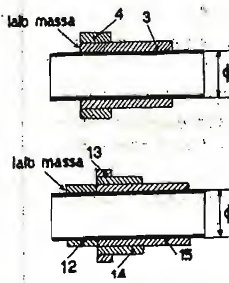


Fig. 3

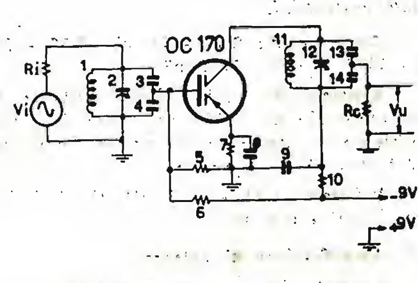


Fig. 4

tensione a frequenza locale (misurata fra emettitore e massa):

per f = 6 Mc/s . . .	Vosc	=	0,13 V;
per f = 16 Mc/s . . .	Vosc	=	0,23 V;

amplificazione di conversione (rapporto fra la potenza a frequenza intermedia dissipata in un resistore di carico di 1,6 K-ohm, connesso in parallelo all'uscita del trasformatore per la frequenza intermedia e la potenza del segnale utilizzabile nel circuito di antenna: 1,6 K-ohm essendo il valore mediamente presente nella resistenza d'ingresso del transistore che segue):

per f = 6 Mc/s (circa) .	Gc	= 25	dB;
per f = 16 Mc/s (circa) .	Gc	= 20	dB.

b) Dati costruttivi.

Condensatori: 1,17 - 35÷280 pF; **2,16** - 2÷8 pF; **5,10** - 2200 pF, ceramico; **8** - 39 pF, ceramico; **18** - 220 pF, ceramico.

Resistori: **6** - 1,8 K-ohm; **7** - 10 K-ohm; **9** - 56 ohm; **11** - 1,2 K-ohm.

Induttori (fig. 3): **3** - L = 2,5 mH, Q = 110 (carico escluso): 23 spire affiancate, filo smaltato 0,8 mm, diametro del supporto 10 mm; **4** - 3 spire, filo rame smaltato 0,25 mm; **12** - 6 spire, filo 0,25 mm; **13** - 2 spire, filo 0,25 mm; **14** - 6 spire, filo 0,25 mm; **15** - L=2,15 μH, Q=100 nella gamma 6-15 Mc/s (carico escluso); 21 spire affiancate, filo 0,8 mm smaltato, diametro del supporto 10 mm; **19** - 0,55 mH, Q=160 (carico escluso), rapporto di trasformazione 11,6:1.

2. Convertitore di frequenza in gamma 12-20 m (25-12 Mc/s).

a) Dati elettrici (fig. 2).

tensione continua collettore-emettitore .	—Vce	=	7,8 V;
intensità della corrente continua dell'emettitore	Ie	=	1 mA;

tensione a frequenza locale (emettitore-massa):

per f = 15 Mc/s (circa) .	Vosc	=	0,3 V;
per f = 25 Mc/s (circa) .	Vosc	=	0,2 V;

amplificazione di conversione:

per f = 15 Mc/s (circa) ..	Gc	= 10	dB;
per f = 25 Mc/s (circa) .	Gc	= 8	dB.

b) Dati costruttivi.

Condensatori: **1,17** - 55÷180 pF; 2,16 - 3÷25 pF; **5** - 2200 pF; **8** - 47 pF, ceramico; **10-18** - 220 pF, ceramico.

Resistori: **6** - 1,8 K-ohm; **7** - 10 K-ohm; **9** - 47 ohm; **11** - 1,2 K-ohm.

Induttori (fig. 3): **3** - L=0,64 μH, Q=105 per f=15 Mc/s, Q=125 per f=25 Mc/s; 8 spire affiancate, filo 0,8 mm smaltato, diametro del supporto 10 mm; **4** - 1 spira, filo 0,25 mm; **12** - 2 spire, filo 0,25 mm; **13** - 1 spira, filo 0,25 mm; 14 - 4 spire, filo 0,25 mm; **15** - L=0,58 μH; 7,5 spire affiancate, filo 0,8 mm, diametro del supporto 10 mm.

3. Amplificazioni della frequenza intermedia di 10,7 Mc/s.

Dati costruttivi.

Condensatori: **2,12** - 25 pF; **3,13** - 82 pF; **4,14** - 470 pF; **8** - 2200 pF; **9** - 2200 pF.

Resistori: **Ri** - 5,6 K-ohm (resistenza di uscita del transistore che precede); **Rc** - 100 ohm, carico dello stadio rappresentato dalla resistenza d'ingresso del transistore che segue; **5** - 5,6 K-ohm; **6** - 22 K-ohm; **7** - 1,5 K-ohm.

Induttori: **1,11** - 2,47 μH, Q=100 (carico escluso); Q=35 con il carico previsto.

b) Amplificazione di potenza.

Rapporto fra la potenza dissipata nel resistore di carico Rc e quella presente all'ingresso: G=22 dB.

per telescrivente

Interessante sentenza sui montatori di antenne televisive.

I montatori di antenne televisive sono artigiani e non imprenditori industriali. Così ha sentenziato il Pretore di Bologna nella causa che la INPS aveva promosso contro una ditta con sede in Bologna, specializzata nel montaggio di antenne per apparecchi TV. L'INPS invece aveva ritenuto il Cevidalli imprenditore industriale e come tale lo aveva denunciato per avere omesso di versare i relativi contributi di categoria.

Il carattere artigianale della ditta Cevidalli era stato riconosciuto nel 1954 *dall'Ispettorato del Lavoro di Bologna ma l'INPS non ne aveva tenuto conto.*

La sentenza, che è la prima del suo genere, osserva che il montatore di antenne televisive svolge un'opera analoga a quella dell'elettricista specializzato e che come tale deve essere considerato.

Realizzati i transistori al silicio.

La Compagnia francese THOMSON HOUSTON ha realizzato dei transistors al sicilio che possono funzionare fino ad una temperatura massima di 150° C. *Saranno impiegati negli equipaggiamenti elettronici degli aeroplani a reazione e nei dispositivi industriali destinati a funzionare nelle più dure condizioni.*

Realizzato in USA il «Televerter a transistori».

La Società americana «I.D.E.A.» RECENCY DIV. 7.900 *PENDLETON PIKE, INDIANAPOLIS IND», ha realizzato un dispositivo elettronico denominato «REGENCY MODEL RC* - 103 *FM. TELEVERTER».*

Si tratta di un convertitore impiegante un solo transistors che consente di ricevere i programmi a modulazione di frequenza con un normale televisore.

Il convertitore in questione, viene applicato tra l'antenna e l'entrata di quest'ultima al televisore e per la sua installazione non è richiesto l'intervento del tecnico, allo scopo di prelevare dal televisore l'energia elettrica necessaria per il suo funzionamento, in quanto la sua alimentazione è autonoma (tre pile normali a torcia da 1,5 *volt che assicurano il normale funzionamento del dispositivo per alcune centinaia di ore).*

Il TELEVERTER opera sui canali TV 3 *e* 4 *e precisamente, sul canale* 3 *per la ricezione delle stazioni a modulazione di frequenza da* 88 *a* 100 *mc. e sul canale* 4 *per la ricezione delle stazioni da* 100 *a* 108 *mc.*

In determinate condizioni, il TELEVERTER può funzionare anche sui canali 2 *e* 5.

Il suddetto dispositivo comprende il comando di sintonia ed un commutatore-interruttore che consente di azionare il convertitore e di passare istantaneamente dalla ricezione dei programmi TV e FM o viceversa.

La regolazione del volume si ottiene agendo sul potenziometro del televisore e durante la ricezione dei programmi a modulazione di frequenza, bisogna portare al minimo il regolatore di luminosità del «video».

Il "TELEVERTER" costa solo 14 dollari.

Realizzato il giradischi elettronico.

*La Società americana FAIRCHILD ha lanciato sotto la denominazione di «*412-4 *ELECTRONIC» un gira dischi a* 4 *velocità, nel quale, il motore, del tipo sincrono a isteresi, è alimentato in tensione a frequenza variabile ottenuta da un oscillatore e da un amplificatore a tubi elettronici.*

Radiocomando di mezzi semoventi

M. Vasari

Nella prima parte di questa trattazione, pubblicata nel fascicolo N. 79 (pag. 930), si è affrontato il problema della costituzione del trasmettitore e si sono riportati gli schemi relativi alla realizzazione: a) di un trasmettitore per posto fisso con tubi a vuoto, b) di un trasmettitore con tubi a vuoto alimentato con batteria di accumulatori da 12 V, c) di un trasmettitore portatile con controllo di frequenza a quarzo comprendente tre transistori ed un tubo a vuoto. Si prosegue ora descrivendo anzitutto due trasmettitori portatili realizzati, rispettivamente, con due tubi e con un solo tubo. Successivamente, dopo avere illustrato alcune realizzazioni a transistori, si considerano le questioni essenziali relative agli aspetti teorici e pratici del sistema irradiante.

7. Trasmettitore portatile con due tubi a vuoto (figure 7 ed 8).

La necessità di escludere il controllo di frequenza a quarzo, giustificata dal numero dei tubi, ovviamente insufficiente a realizzare la moltiplicazione di frequenza richiesta per passare dalla frequenza fondamentale del quarzo a quella di lavoro del trasmettitore (72 Mc/s), spiega la costituzione dei trasmettitori riportati nelle figg. 7 ed 8, entrambi realizzati con due pentodi DL 94 costruiti dallo « Philips ».

Nel primo schema, cioè in quello della fig. 7, il tubo T2 è fatto funzionare in regime autogeneratorico secondo lo schema dell'Hartley e fornisce la necessaria corrente a R.F. al dipolo irradiante, accoppiato per via trasformatorica al circuito oscillatorio destinato a fissare la frequenza di lavoro dello stadio. La modulante, eventualmente esclusa per mezzo dell'interruttore 8, è applicata alla griglia di comando del tubo T2 ed è ricavata dal tubo T1 per il quale si è adoperato lo schema autogeneratorico del Colpitt. Con questo schema l'informazione relativa alla trasmissione dell'onda portante, ovviamente sempre presente, può essere accompagnata (interruttore 8 chiuso) oppure no (8 aperto) da una seconda informazione corrispondente alla frequenza della modulante. E' inoltre possibile realizzare diversi altri interventi modificando la frequenza stessa di modulazione.

Più impegnativo, ma anche più soddisfacente lo schema della fig. 8 con il quale si ottiene una migliore stabilità di frequenza ed una maggiore potenza irradiata. Il circuito oscillatorio anodico del tubo T1 ha lo scopo di far pervenire alla griglia di comando del tubo T2 la tensione corrispondente alla seconda armonica della corrente di placca provocata dal funzionamento in regime generatorico della sezione del tubo comprendente la prima e la seconda griglia. Così facendo, e cioè diminuendo la freequenza di lavoro del generatore pilota si diminuisce l'importo della deriva termica e di quello conseguente alle variazioni delle tensioni di alimentazione. Oltre a ciò la frequenza portante di funzionamento del trasmettitore non è legata all'ampiezza della modulante, che varia, inevitabilmente, con il variare della frequenza stessa di modulazione. La tensione a B.F. è ricavata accoppiando a trasformatore le prime due griglie del tubo T2. La frequenza di funzionamento corrisponde alla frequenza di accordo del circuito oscillatorio connesso alla griglia di comando e può essere modificata variando la capacità del condensatore relativo.

Il numero delle informazioni trasmesse coincide con quello previsto per lo schema della fig. 7.

8. Trasmettitore portatile con un solo tubo a vuoto.

Il problema imposto di utilizzare un solo tubo è risolto con lo schema della fig. 9, oppure con quello della fig. 10 a seconda del tubo disponibile. Nel caso della fig. 9 l'intervento nel ricevitore è affidato alla sola onda portante e può essere escluso interrompendo l'alimentazione del tubo. Nel caso della fig. 10 le informazioni trasmesse simultaneamente sono due e possono interessare diversi relè modificando la frequenza di modulazione e pertanto provvedendo a sostituire il condensatore 3 con condensatori di diversa capacità.

9. Trasmettitori portatili a transistori.

Le difficoltà incontrate dai transistori usuali nel campo delle frequenze molto elevate e che sono rappresentate dal fatto che non è sufficientemente piccolo, rispetto al periodo della tensione eccitatrice, il tempo impiegato dai portatori di corrente per trasferirsi dall'emettitore al collettore, sono ormai completamente superate nei transistori a giunzione a base sottile (*surface-barrier*) nei quali cioè si è ottenuto di diminuire notevolmente la distanza interposta fra l'emettitore ed il collettore. Per tale fatto il transistore, che è essenzialmente un amplificatore di corrente, può sostituire completamente il tubo a vuoto anche nel campo dei trasmettitori per onde metriche, purchè si ricorra, beninteso, ai tipi adatti.

La potenza irradiata, anche se è inferiore a quella ricavata dai tubi a vuoto adoperati, si è dimostrata praticamente adeguata alle esigenze del radiocomando e può comunque aumentare ricorrendo a particolari disposizioni circuitali quali, per esempio, le connessioni in controfase ed in parallelo.

Particolarmente convenienti si sono dimostrati in pratica il transistore SB 100 della « Philco » ed i transistori 2N370, 2N371, 2N372 e 2N384 della R.C.A., dei quali si riassumono anzitutto i limiti massimi e le condizioni tipiche di funzionamento.

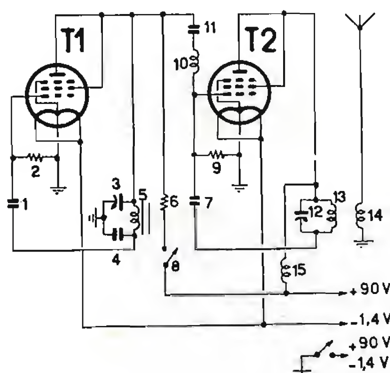
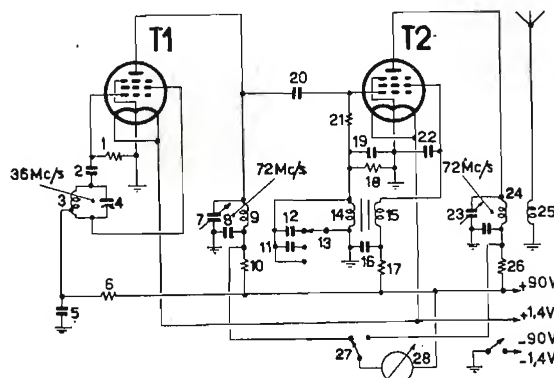


Fig. 7 - T1, T2 - DL 94.
1 - 5000 pF; **2** - **57** K-ohm, 1/4 W; **3** - 350 pF; **4** - 2500 pF; **5** - 10 H; **6** - 10 K-ohm; 1/4 W; **7** - 25 pF; **8** - interruttore **modulato - non modulato;** 2 - **22** K-ohm, 1/4 W; **10** impedenza di arresto, 1 watt; **11** - 2000 pF; 12 - **12** pF; 13 - **14** spire filo 0,8 mm nudo, passo 0,8 mm, avvolte su un supporto di 12 mm di diametro; **14** - 3 spire, filo 0,8 mm, avvolte su un tubo da 8 mm posto nell'interno del tubo per la bobina 13: tali bobine possono essere anche del tipo in « **aria** », ad avvolgimenti affiancati a circa 1 mm di distanza; **15** - 1 mH.



Fif. 8 - T1, T2 - DL 94.
1 - 56 K-ohm, 1/4 W; **2** - 50 pF; **3** - 22 spire affiancate filo 0,6 mm, avvolte su un supporto da 12 mm, presa alla 5ª spira; **4** - 22 PF; **5** - 5000 pF; **6** - 15 K-ohm, 1/4 W; **7** - 12 pF; **8** 1500 pF; **9** - 14 spire, filo 0,6 mm, supporto da 12 mm; **10** - shunt per 10 mM; **11** 5000 pF; **12** - 15000 pF; **14, 15** - trasform. per B. F., rapporto 3 : 1 andando dalla griglia di comando alla griglia schermo; **16** - 20.000 pF; **17** - 5200 ohm, 1/4 W; **22** - 250 pF; **23** - 12 pF; **24, 25** - V. Fig. 7; **26** - shunt per 10 mA.

1. Transistore a base sottile SB 100.

Limiti massimi:

tensione del collettore (connessione Ec)	— 4,5 V,
intensità della corrente del collettore . .	— 5 mA,
potenza dissipata dal collettore (a 40 °C) .	10 mW.

Condizioni tipiche di funzionamento:

tensione del collettore, — Vc	— 3 V,
intensità della corrente del collettore, — Ic	— 0,5 mA,
amplificazione (connessione Ec) . . .	20
impedenza di uscita (connessione Bc) , .	0,4 MΩ,
impedenza d'ingresso (connessione Bc) . .	70 Ω
costante di tempo base-collettore (resistenza della base per la capacità del collettore)	800 ÷ 1500 μμs,
capacità di uscita (schermo a massa, connessione Bc)	3,5 pF,
massima frequenza di funzionamento in regime autogeneratorico	30 ÷ 45 Mc/s.

2. Transistori 2N370, 2N371, 2N372.

Limiti massimi:	2N370	2N371	2N372	
tensione del collettore .	— 20	— 20	— 20	V,
corrente del collettore .	— 10	— 10	— 20	mA,
tensione dell'emettitore .	— 1,5	— 0,5	— 0,5	V,
corrente dell'emettitore .	— 10	— 10	10	mA,
dissipazione a 25 °C . .	80	80	80	mW,
dissipazione a 55 °C . .	35	35	35	mW,
dissipazione a 71 °C . .	10	10	10	mW.

Condizioni tipiche di funzionamento.

2N370, amplificatore a R.F.:

tensione continua del collettore	— 12 V,
corrente dell'emettitore	1 mA,
resistenza di uscita a 20 Mc/s (connessione Ec)	11 KΩ,
resistenza d'ingresso a 20 Mc/s (connessione Ec)	80 Ω,
frequenza utile massima	132 Mc/s

2N371, generatore autoeccitato:

tensione del collettore	— 12 V,
corrente dell'emettitore	1 mA,
frequenza massima di funzionamento . . .	132 Mc/s.

2N372, mescolatore:

tensione del collettore	— 12 V,
corrente dell'emettitore	1 mA,
resistenza di uscita a 455 Kc/s (connessione Ec)	0,25 MΩ,
resistenza di entrata a 455 Kc/s (Ec) . . .	80 Ω,
frequenza d'interdizione	132 Mc/s.

3 Transistore 2N384.

E' particolarmente destinato alle applicazioni nel campo dei ricevitori per FM e per TV in conseguenza al valore particolarmente elevato (250 Mc/s) della frequenza d'interdizione.

Condizioni tipiche di funzionamento			
(*connessione* Ec)	10,7	50	Mc/s,
tensione collettore-emettitore . . .	— 12	— 12	V,
corrente continua dell'emettitore . .	1,5	1,5	mA,
resistenza d'ingresso (uscita in c.c.) .	350	30	Ω,
resistenza di uscita (ingresso in c.c.) .	15	5	KΩ,
guadagno in potenza	30	15	dB.

Questo transistore è provvisto di schermo per diminuire le capacità mutue e per prevenire gli accoppiamenti con gli organi dei circuiti. Lo schermo fa capo ad un quarto reoforo interposto fra il reoforo del collettore e quello dell'emettitore.

Il più semplice trasmettitore atto ad irradiare l'onda portante comprende un solo transistore ed è realizzato con lo schema della fig. 11. La disposizione segue quella classica suggerita dal Colpitt per i tubi a vuoto. La tensione di reazione, che è applicata nel circuito dell'emettitore, è ricavata dal ripartitore capacitivo rappresentato dai due condensatori del circuito oscillatorio di carico del collettore, che è strettamente accoppiato all'antenna mediante alcune spire interposte fra le spire della bobina di accordo.

Con questo schema i transistori 2N371, 2N372 e 2N384 non presentano difficoltà di funzionamento per la frequenza prevista di 72 Mc/s.

La stessa possibilità di intervenire nel sistema ricevente con la sola onda portante, è anche verificata nello schema della fig. 12 con il quale si è ottenuto però di aumentare la potenza irradiata facendo seguire allo stadio pilota una coppia di transistori in classe C. La disposizione adottata è molto simile a quella con tubi a vuoto, riportata nel fascicolo N. 79 (fig. 2, pag. 930). L'accoppiamento reattivo rappresentato dalla capacità esistente fra il collettore e la base, è parzialmente neutralizzato mediante i condensatori semifissi 12 e 13 destinati ad evitare soltanto l'innesco, in quanto conviene sfruttare l'accoppiamento reattivo per aumentare il guadagno di corrente dello stadio.

Nel caso che l'intervento nel sistema ricevente non possa essere limitato alla sola onda portante, si può realizzare un trasmettitore modulato in ampiezza ricorrendo allo schema della fig. 13. Il transistore T3 è adoperato per ricavare la tensione a frequenza acustica destinata ad essere applicata all'emettitore del transistore T2, il cui circuito della base è alimentato dalla tensione a R.F. fornita dal generatore pilota T1. E' facile dedurre la possibilità di aumentare la potenza irradiata facendo seguire al transistore T2 una coppia di transistori in controfase del tipo, per intenderci, adottato nello schema della fig. 12.

Il controllo piezoelettrico, volutamente trascurato negli schemi più semplici sopra riportati, si dimostra ancora molto prezioso in considerazione alla scarsa potenza irradiata ed alla conseguente necessità di poter contare sulla massima d. di p. alla ricezione mantenendo i relativi circuiti d'ingresso in risonanza sulla frequenza portante di lavoro del trasmettitore. Lo schema elettrico di un trasmettitore del genere, dimostratosi praticamente molto conveniente, è dato in fig. 14 e risulta costituito come segue.

1) *Generatore pilota* (T1). Segue la disposizione classica Bc (*base comune*). L'accoppiamento reattivo tra il collettore e l'emettitore è fatto per tramite del cristallo, per il quale è prevista una frequenza fondamentale di 12 Mc/s. Il circuito oscillatorio di carico è accordato sulla seconda ar-armonica della corrente del collettore. La messa a punto consiste nell'accordare con un grid-dip il circuito di carico nell'intorno della seconda armonica del quarzo. L'avvenuto innesco delle oscillazioni è dimostrato dalla variazione della corrente del collettore misurata con uno strumento da 3 mA. L'ampiezza delle oscillazioni è legata al valore del resistore 4.
Da preferire per questo stadio il transistore 2N371.

2) *Duplicatore di frequenza* (T2). Le condizioni che determinano la moltiplicazione di frequenza sono identiche a quelle che si richiedono per i tubi a vuoto e riguardano, più precisamente, il funzionamento del transistore in regime di non linearità e la presenza di un circuito di carico accordato su un multiplo della frequenza della corrente eccitatrice. A tale scopo cioè fissando la corrente di polarizzazione della base al valore richiesto per andare in classe B, è possibile sfruttare la composizione armonica della corrente del collettore connettendo in serie al collettore stesso un circuito a risonanza di tensione accordato sulla frequenza prevista. I risultati migliori si ottengono con i transistori 2N370 e 2N384.

3) *Amplificatore pilota* (T3). E' fatto funzionare in classe A in modo da poter incidere simmetricamente con la modulante le semialternanze positive e negative. Nel caso che si voglia trasmettere la sola onda portante, si aumenta l'efficienza dello stadio facendo lavorare il transistore in classe B e pertanto provvedendo a diminuire la corrente di polarizzazione che si ha nel circuito della base in assenza di eccitazione.

4) *Amplificatore di potenza* (T4, T5). Segue la stessa disposizione adottata nello schema della fig. 12 e comprende una coppia di transistori 2N370 in classe B.

10. Antenna per trasmettitori fissi e portatili.

Poichè non è possibile illustrare in questa sede i numerosissimi tipi di antenne adoperate nel campo delle onde metriche, si avverte che ci s ilimita a trattare soltanto quelle più semplici, per forma e per costruzione, realmente utilizzabili nella tecnica del radiocomando. L'argomento è preceduto da alcune considerazioni fondamentali sulla propagazione delle onde elettromagnetiche molto corte.

La propagazione delle onde metriche è unicamente affidata ad *onde spaziali dirette o riflesse*. Mancano, in particolare, l'onda di superficie e l'onda ionosferica, entrambi presenti nelle onde decametriche, ettometriche e chilometriche.

Le antenne per onde metriche si distinguono da quelle per onde più lunghe per la necessità di ricorrere ad una *superficie irradiante* anzichè ad un filo e pertanto con superficie equivalente troppo piccola per provocare una perturbazione elettromagnetica di soddisfacente intensità.

La presenza di una superficie irradiante conferisce al si-

Fig. 9

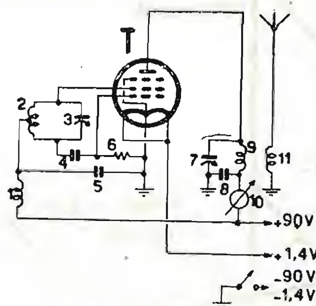


Fig. 10

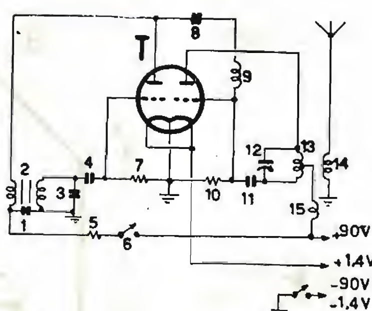


Fig. 11

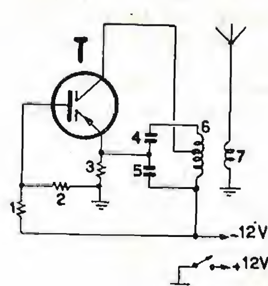
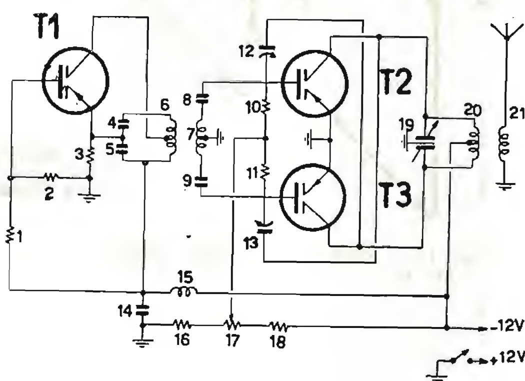


Fig. 12



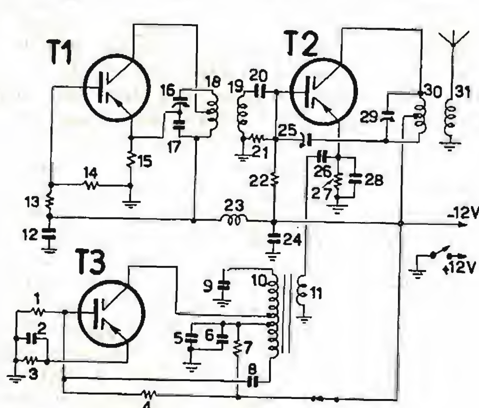


Fig. 13

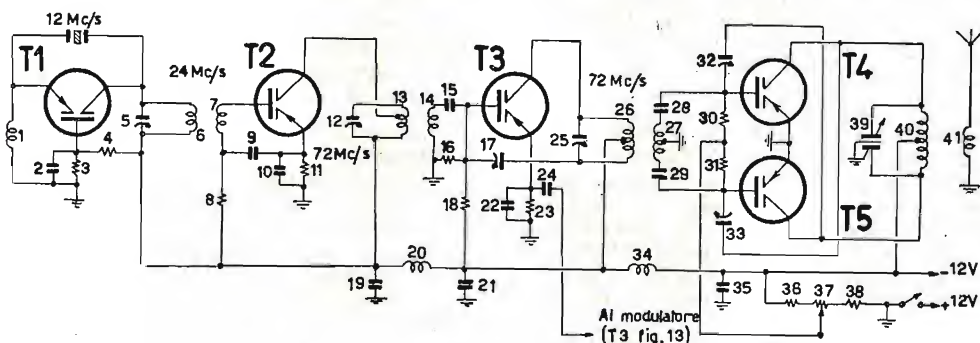


Fig. 14

Fig. 9 - T - DL 94. 1 - 1 mH; **2** - 15 spire, filo 0,5 mm argentato, supporto da 12 mm, passo 0,5 mm; **3** - 3 ÷ 22 pF; **4** - 15 pF; **6** - 12 K-ohm, 1/4 W; **7** - 12 pF; **8** - 1500 pF; **9, 11** - V. Fig. 7; **10** - 10 mA di portata.

Fig. 10 - T - DCC 90 - **1** - 10.000 pF; **2** - trasformatore B.F., rapporto 3 : 1 andando dalla placca alla griglia; **3** - 12000 pF; **4** - 5000 pF; **5** - 5000 ohm, 1/4 W; **6** - modulazione inclusa-esclusa; **7** - 50 K-ohm; **8** - 5000 pF; **9** - 1 mH; **10** - 22 K-ohm, 1/4 W; **11** - 22 pF; **12** - 12 pF; **13, 14** - V. g. 7; **15** - 1 mH.

Fig. 11 - T - 2N371 - 1 - 2,7 K-ohm; **2** - 22 K-ohm; **3** - 1,2 K-ohm; **4, 5** - 27 pF; **6** - 8 spire filo 0,5 mm ,avvolte su un supporto da 12 mm, presa alla 5ª spira; **7** - 3 spire interposte fra le prime spire (lato —12 V) dell'induttanza 6, stesso filo.

Fig. 12 - T1 - 2N371; T2, T3 - 2N370 - 1, 2, 3, 4, 5, 6 - V. Fig. 11; **7** - 3 spire, con presa al centro, strettamente accoppiate all'induttanza 6; **8, 9** - 1200 pF; **10, 11** - 10 K-ohm; **12, 13** - 1,5 ÷ 6 p F; **14** - 10.000 pF; **15** - 1 mH; **16** - 47 K-ohm; **17** - 50 K-ohm; **18** - 24 K-ohm; **19** - 2 x 22 pF; **20, 21** - V. Fig. 11, primario con presa al centro.

Fig. 13 - T1 - 2N371; T2 - 2N370; T3 - OC 71 - 1 - 27 K-ohm; **2** - 10.000 pF; **3** - 1,2 K-ohm; **4** - 2,2 K-ohm; **5** - 25 micro-F; **6** - 10.000 pF; **7** - 1 K-ohm; **8** 10.000 pF; **9** - 3000 pF; **10** - 1350 spire, filo 0,08 mm; **11** - 50 spire, stesso filo, nucleo 8 x 8 mm; **12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19** - V. Fig. 11; **20** - 1500 pF; **21** - 57 K-ohm; **22** - 27 K-ohm; **23** - 1 mH; **24** - 10.000 pF; **25** - 1,5 ÷ 6 pF; **26** - 0,1 micro-F; **27** - 1,2 K-ohm; - **28** - 10.000 pF; **29, 30, 31** - V. Fig. 11, primario con presa al centro.

Fig. 14 - T1 - 2N371; T2, T3, T4, T5 - 2N370 - 1 - 2 mH; **2 - 5000 pF; 3** - 27 K-ohm; **4** - 47 K-ohm; **5** - 40 pF; **6** - 38 spire filo 0,5 mm, diametro del supporto 12 mm; **7** - 3 spire, filo 0,5 mm, interposte fra le spire della bobina 6; **8** - 27 K-ohm; **9** - 10.000 pF; 10-10.000 pF; **11** - 1,2 K-ohm; per i valori dei componenti gli stadi con i transistori T3, T4 e T5, si veda lo schema della fig. 12 e quello della fig. 13.

stema trasmittente una spiccata direttività, vale a dire una direzione preferenziale senz'altro conveniente nella tecnica del radiocomando purchè si ricorra ad accorgimenti atti ad allargare l'apertura del fascio irradiato.

Le antenne più spesso utilizzate nella tecnica del radiocomando sono:

a) *il dipolo in mezz'onda,*
b) *il semidipolo in quarto d'onda,*
c) *il sistema Skeleton,*
d) *i sistemi Yagi,*
e) *i sistemi a cortina,*
f) *i sistemi a tromba,*
h) *i riflettori parabolici,* e:
i) *le antenne a lenti.*

Il *dipolo in mezz'onda* è costituito da due conduttori isolati, posti l'uno nel prolungamento dell'altro ed avente una lunghezza complessiva uguale all'incirca alla metà della lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza portante di lavoro del trasmettitore. Un dipolo siffatto presenta una *resistenza di irradiazione* di 73 ohm ed è quindi in grado di irradiare la potenza $P = 73\, I^2max$ (W, A), essendo I max l'ampiezza della corrente misurata al centro del dipolo stesso. Il comportamento del dipolo rispetto alla larghezza dello spettro di frequenza occupato dal canale di trasmissione è strettamente legato all'impedenza caratteristica del dipolo stesso. Con il crescere di tale impedenza e pertanto con l'aumentare del rapporto fra la lunghezza ed il diametro del conduttore, diminuisce la larghezza della banda di cui sopra ed aumenta, in conseguenza, la potenza irradiata. Particolarmente importante ai fini pratici il fatto che la resistenza d'ingresso del dipolo in mezz'onda alimentato al centro, non varia con il variare dell'impedenza caratteristica del dipolo e che quindi non varia, in conseguenza, con il variare del rapporto di cui sopra. All'atto pratico, nel caso della connessione ai trasmettitori che si sono illustrati e pertanto del tipo a modulazione di ampiezza, il diametro del conduttore costituente il dipolo dev'essere mantenuto quanto più piccolo possibile, compatibilmente, beninteso, alla necessaria rigidità meccanica.

Il *semidipolo in quarto d'onda* ha resistenza d'ingresso sbilanciata, esattamente uguale alla metà di quella del dipolo in mezz'onda. E' alimentato all'estremo inferiore, cioè in un ventre di tensione.

L'antenna Skeleton, si è dimostrata particolarmente utile nella tecnica del radiocomando e consiste di un *telaio rettangolare*, di un *trasformatore d'impedenza realizzato con una linea in quarto d'onda* e di un *riflettore*, quest'ultimo atto a conferire al sistema la necessaria direzionalità (*B. Sykes, G2HCG - The Skeleton Slot Aerial System, "The Short Wave Magazine*, Vol. XII, gennaio 1955, N. 11, pagg. 594-598"). Costruttivamente si presenta nel modo precisato in fig. 15 in cui si riportano anche le dimensioni (*in metri*) relative alla frequenza di lavoro di 72 Mc/s.

Il *sistema irradiante Yagy* comprende essenzialmente un *dipolo in mezz'onda irradiante* ed uno o più *dipoli passivi*, uno dei quali detto *riflettore* ha il compito di rinforzare il

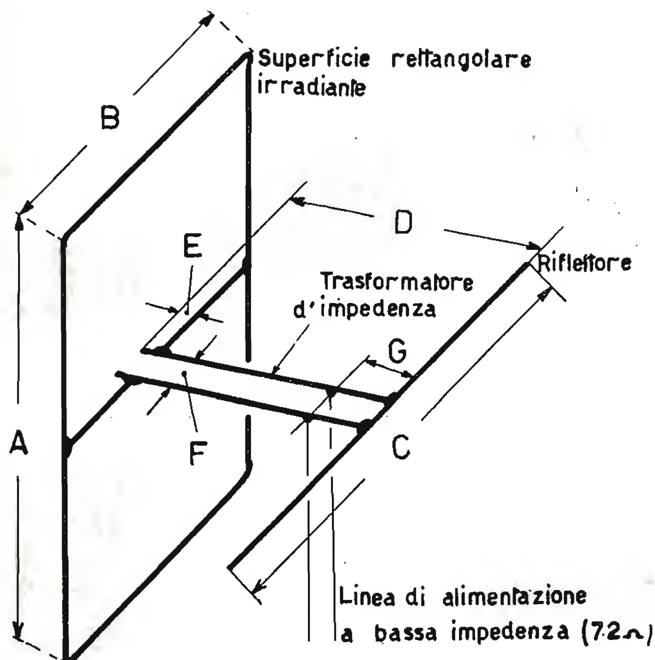


Fig. 15 - Sistema irradiante Skeleton. (Dati costruttivi per 72 Mc/s).

A = 2,18 m; **B** = 0,65 m; **C** = 2,21 m; **D** = 0,92 m; **E** = 0,072 m; **F** = 0,065 m; G = 0,16 m.

campo elettrico che si viene ad avere dalla parte del dipolo irradiante stesso, mentre almeno un altro dipolo passivo, montato dalla parte opposta del riflettore e che è detto *direttore*, è adoperato per distribuire l'irradiazione in un'area sufficientemente ristretta.

Le dimensioni di un sistema del genere irradiante sulla frequenza di 72 Mc/s, sono:

lunghezza del dipolo:	2,04 m,
lunghezza del riflettore:	2,13 m,
lunghezza del direttore:	1,91 m;
distanza fra dipolo e riflettore:	0,63 m,
distanza fra dipoli e direttore:	0,41 m.

Si prosegue nel prossimo fascicolo in cui si completano le informazioni tecniche e costruttive relative ai sistemi irradianti. Ciò fatto si esamineranno in dettaglio i sistemi riceventi, affrontando i relativi problemi elettrici e meccanici, che s'incontrano specie nel caso che il sistema stesso sia vincolato a particolari esigenze d'ingombro e di peso.

passare dalla portata Io alla portata I_1, maggiore di Io, è necessario avere nel ramo dello shunt una corrente $Is = I_1 - Io$ e pertanto Is/Io = K volte più elevata di Io, per cui si richiede uno shunt

$$Rs = Ro/K$$

avendo indicato con *Ro* la resistenza interna dello strumento. Il rapporto (Ro+Rs)/Rs è detto *potere moltiplicatore dello shunt* e rappresenta il fattore di moltiplicazione della costante dello strumento.

L'uso degli shunt è possibile negli amperometri elettromagnetici a bobina mobile ed in quelli termici ad azione diretta. Non è invece attuato negli strumenti a ferro mobile ed in quelli elettrodinamici.

L'amperometro è sempre collegato in serie nel circuito percorso dalla corrente che si vuole misurare in cui provoca una caduta di tensione e quindi una dissipazione di potenza ovviamente tanto meno importanti quanto meno elevata è la resistenza interna dello strumento.

Per quanto riguarda infine la *permanenza* delle costanti, si fa osservare che i risultati migliori si ottengono con gli strumenti con magnete fisso e ferro mobile, fra l'altro insensibile ai campi magnetici esterni che sono invece risentiti dallo strumento a ferro mobile e da quello elettrodinamico. Altrettanto può dirsi per gli amperometri termici, detti anche a filo caldo, la cui costante dipende invece largamente dalla temperatura circostante e che hanno anche l'inconveniente della scarsa *prontezza*. Tali strumenti, costruttivamente sempre delicati, sono per lo più adoperati nei circuiti percorsi da correnti ad alta frequenza, limitatamente alla gamma, per altro notevole, nella quale può essere trascurata l'induttanza interna.

AMPLIFICATORE

Voce generica con la quale si indica una parte o l'insieme di un'apparecchiatura, comunque realizzata, avente la proprietà di fornire una grandezza elettrica uscente più elevata della corrispondente grandezza elettrica applicata all'entrata alla quale è pertanto vincolata la grandezza stessa di uscita (per esempio, riguardo alla forma).

AMPLIFICATORE (alimentazione anodica dell'...)

Può assumere due aspetti diversi a seconda se la componente continua Ia_0 della corrente anodica è fatta fluire, oppure no, attraverso il carico anodico. Nel primo caso (fig. 126) si parla di *alimentazione anodica in serie*, mentre nel secondo caso si ha a che fare con *l'alimentazione anodica in parallelo* (fig. 127). Il comportamento di quest'ultima disposizione è spiegato dalla possibilità di far pervenire la componente alternativa Ia nel circuito oscillatorio di carico, facendo in modo che sia $X_L >> X_C$. Quando ciò è verificato lo schema della fig. 127 è da considerare equivalente a quello della fig. 126. L'alimentazione anodica in parallelo, per altro giustificata dall'inutilità di far pervenire la componente continua anodica nel circuito di carico, è a volte imposta dall'opportunità di escludere dagli elementi stessi del carico la tensione e la corrente continua di alimentazione della placca.

AMPLIFICATORE (... di antenna)

Apparecchiatura solitamente adoperata nelle zone marginali di servizio delle stazioni funzionanti sulle onde metriche e pertanto del tipo adoperato per le FM e per la TV. E' detto in inglese *booster*, cioè *addizionatore* di antenna e può assumere la disposizione, molto semplice data in fig. 128.

L'amplificatore è attuato da due triodi in cascata, più precisamente con un triodo con catodo a massa seguito da un triodo con griglia a massa. L'amplificazione di tensione conseguibile con questo stadio è pressochè uguale a quella ottenuta con un pentodo. E' invece molto più conveniente il rapporto segnale/rumore in quanto viene a mancare sul triodo il rumore di ripartizione del flusso elettronico sulla griglia schermo.

AMPLIFICATORE (... aperiodico)

Apparecchiatura comprendente uno o più stadi destinati ad amplificare uniformemente uno spettro di frequenza sufficientemente esteso.

AMPLIFICATORE (... autoregolato)

Apparecchiatura o parte di essa il cui funzionamento è legato ad una grandezza elettrica di regolazione ricavata dall'uscita o dall'ingresso dell'apparecchiatura. L'autoregolazione o regolazione automatica riguarda, normalmente:

a) il valore dell'amplificazione di tensione o di potenza che si può vincolare al valore della grandezza elettrica entrante;

b) la larghezza della banda passante.

L'amplificazione di tensione o di potenza, vale a dire il rapporto, rispettivamente, Vu/Vi, Pu/Pi, fra la grandezza elettrica ricavata all'uscita e la corrispondente grandezza elettrica applicata all'ingresso dell'amplificatore, può essere direttamente proporzionale, oppure inversamente proporzionale al valore della grandezza elettrica entrante. Nel *primo caso* l'amplificazione del sistema cresce con il crescere di *Vi* (o di *Pi*); nel *secondo caso* diminuisce con il crescere di *Vi*. I due problemi si risolvono, abbastanza agevolmente, ricavando per raddrizzamento, dalla *Vu* o comunque da uno stadio a valle degli stadi regolati una *corrispondente grandezza elettrica di regolazione*. Questa è rappresentata da una tensione positivamente crescente (*primo caso*), oppure negativamente crescente (*secondo caso*) con il crescere della *Vi* quando l'amplificatore è costituito con tubi a vuoto. La tensione di regolazione è fatta pervenire in tal caso alla griglia di comando dei tubi sottoposti alla regolazione in quanto, così facendo, si ottiene di variare la pendenza *s* di lavoro e quindi il corrispondente *rapporto di amplificazione* valutato dal prodotto *sRc*, essendo *Rc* la resistenza equivalente di carico.

La necessità di conseguire un rapporto *Vu/Vi* crescente con il crescere di *Vi*, è avvertita negli *amplificatori di riproduzione* in cui si vuole far fronte per via automatica alla *compressione della dinamica* attuata negli *amplificatori di registrazione*. Premesso che per "*dinamica*" di un'esecuzione musicale s'intende la variazione totale del livello sonoro, si comprende subito lo scopo della *compressione*, che è quello di agire su tale variazione nel senso di aumentare, in primo luogo, il livello del suono più debole per ottenere che esso sia sufficientemente più elevato del livello del rumore di fondo inevitabilmente presente, e di abbassare, in secondo luogo, il livello del suono più forte determinante, altrimenti, importanti distorsioni (per es., per sovramodulazione dell'onda portante di trasmissione).

La corrispondente *espansione della dinamica* è rea-

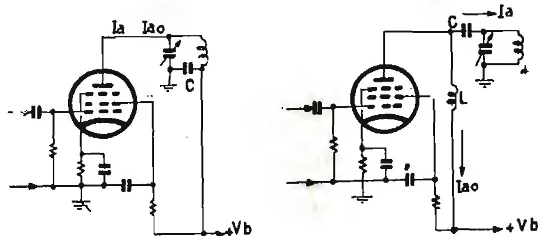


Fig. 127

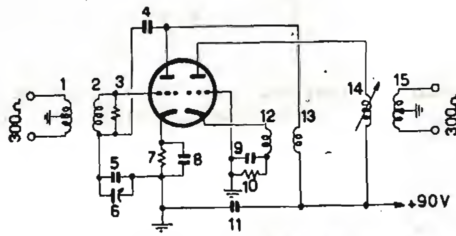


Fig. 128 - Amplificatore di antenna per TV con doppio triodo (T) PC 88.
3 - 15 K-ohm; **4** - 2,2 pF; **5** - 2,7 pF; **6** - 1 ÷ 6 pF; **7** - 86 ohm, 1 W; **8, 9** - 1200 KpF; **10** - 0,1 M-ohm; **11** - 2200 pF.

lizzata facendo pervenire ai tubi regolati una tensione negativa di polarizzazione di valore decrescente con il crescere della *Vi* e pertanto ricorrendo, per esempio, allo schema della fig. 129.

La tensione di regolazione, che è applicata alle griglie di comando dei pentodi a pendenza variabile T2 e T3 (EF 41) è ricavata dal raddrizzatore D3 (OA 81) che è preceduto dal pentodo amplificatore T6 (EF 80) Il duplicatore di frequenza, realizzato con i diodi D1 e D2 (OA 81) serve a fornire la tensione eccitatrice al tubo T6 ed ha lo scopo di diminuire il *tempo di regolazione nel* senso di far sì che sia presente la tensione di regolazione anche nel caso che la variazione di livello abbia inizio durante una semialternanza negativa. Il funzionamento dell'insieme appare chiaro se si considera che con il crescere della Vi cresce anche la tensione positiva ricavata dal catodo del diodo D3, per cui diminuisce la tensione di polarizzazione dei pentodi T2 e T3 ed aumenta quindi, in conseguenza, l'amplificazione dello stadio.

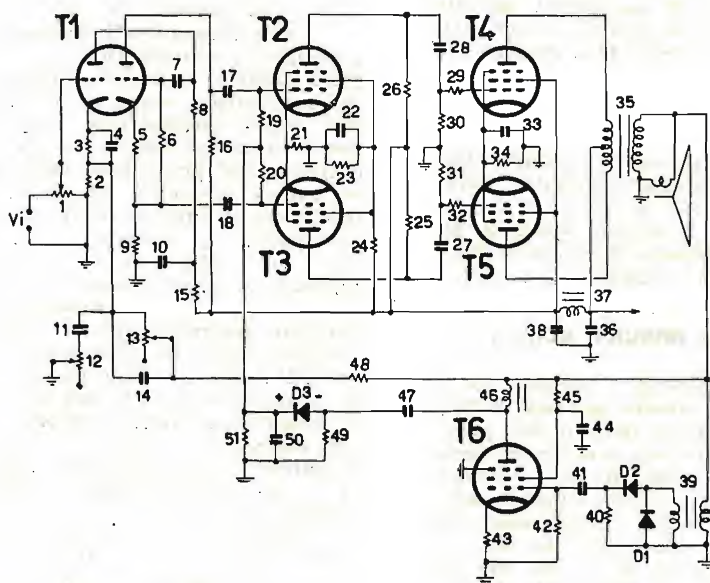
Si può notare, ed è per altro ovvio, che un amplificatore autoregolato del genere serve anche per realizzare la *compressione della dinamica* invertendo, molto semplicemente, le connessioni del diodo D3. Si ha infatti in tal caso una tensione negativa di polarizzazione dei tubi T2 e T3 che cresce con il crescere della *Vi* e che determina una diminuzione dell'amplificazione complessiva.

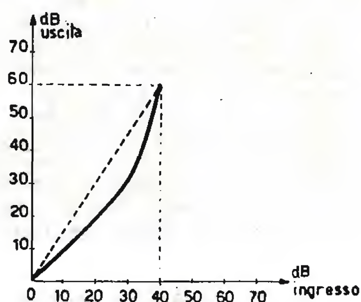
Da segnalare che i regimi di espansione e di compressione della dinamica sono rappresentati graficamente dalle *caratteristiche relative* (fig. 130) ottenute riportando le variazioni di livello ottenute all'uscita in relazione alle corrispondenti variazioni di livello che si verificano all'ingresso.

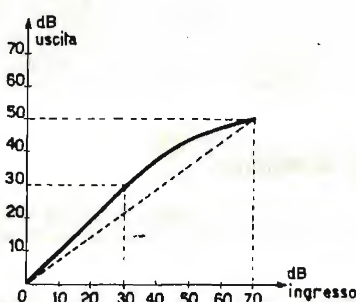
Entrambi i casi *dell'espansione* (fig. 130 *a*) e della *compressione* (fig. 130 *b*) rappresentati dalla caratteristica a tratti si riferiscono ad un regime di funzionamento *lineare* nel senso che le variazioni di livello che si verificano all'ingresso determinano una costante variazione di livello all'uscita. Più convenienti ai fini pratici le caratteristiche di tratto pieno relative, rispettivamente, ad un'espansione da 30 a 60 dB dell'intervallo compreso fra 30 e 40 dB (fig. 130 *a*) e ad una compressione compresa fra 30 e 50 dB su corrispondenza della variazione di livello compresa fra 30 e 70 dB. I regimi di cui sopra, oltre ad essere legati al *tempo di regolazione,* già accennato, sono anche in relazione al *tempo di ritorno,* definito dall'intervallo di tempo necessario per passare dalla massima alla minima variazione di livello. Tali cifre, come del resto l'andamento della caratteristica di regolazione sono inoltre vincolate al registro dell'esecuzione musicale, nonchè anche al tempo di riverberazione dell'ambiente, al comportamento acustico del mezzo di riproduzione o di registrazione, ecc.

L'amplificatore autoregolato è anche adoperato nei

Fig. 129







a) Fig. 130 b)

Fig. 129 - Amplificatore autoregolato. Tubi: T1 - ECC 40; **T2, T3** - EF 41; **T4, T5** - EL 84; **T6** - EF 80. **Diodi al germanio: D1, D2, D3** - OA 81.
1 - 1 M-ohm; **2** - 180 ohm; **3** - 2,2 K-ohm; **4** - 50 micro-F; **5** - 2,2 K-ohm; **6** - 0,5 M-ohm; **7, 17, 18** - 50.000 pF; **9** - 62 K-ohm; **10** - 4 micro-F; **11** - 860 pF; **12** - 1 M-ohm; **13** - 0,2 M-ohm; **14** - 20.000 pF; **15** - 5 K-ohm; **16** - 62 K-ohm; **8** - 0,1 M-ohm; **19, 20** - 0,25 M-ohm; **21** - 1,2 K-ohm; **22** - 50 micro-F; **23** - 40 K-ohm; **24** - 52 K-ohm; **25, 26** - 0,1 M-ohm; **27, 28** - 50.000 pF; **29, 32** - 1 K-ohm; **30, 31** - 0,7 M-ohm; **33** - 150 micro-F; **34** - 130 ohm, 5 W; **35** - impedenza primaria 8 K-ohm fra placca e placca; **36, 38** - 32 micro-F, **37** - 18 H, 140 mA; **39** - rapporto in salita 1:20 andando dalla bobina mobile (2p=100 ohm) ai diodi D1 e D2; **40** - 0,1 M-ohm; **41** - 10.000 pF; **42** - 0,5 M-ohm; **43** - 220 ohm; **44** - 0,1 micro-F; **45** - 50 K-ohm; **46** - impedenza di carico (1 H); **47** - 10.000 pF; **48** - 560 ohm; **49** - 0,1 M-ohm; **50** - 20.000 pF; **51** - 0,1 M-ohm.

(N.B. L'impedenza di carico 46 del pentodo T6 ed il resistore 45 di alimentazione della griglia schermo, s'intendono collegati all'uscita del filtro, cioè a valle del condensatore 38 e non al circuito di controreazione, come si è fatto erroneamente).

ricevitori a supereterodina per evitare il sovraccarico degli stadi, conseguente ad eccessiva intensità del segnale incidente e per far fronte alle fluttuazioni d'intensità del segnale incidente stesso, imputabili, come noto, a fenomeni inerenti alla propagazione delle onde elettromagnetiche. La regolazione automatica dell'amplificazione di tensione è attuata con tubi a pendenza variabile facendo pervenire ad essi una tensione aggiuntiva di polarizzazione negativamente crescente con il crescere dell'intensità del segnale incidente e che è ricavata a valle dello stadio regolato mediante un semplice processo di raddrizzamento o di livellamento. A tale scopo servono gli schemi dati in fig. 131 *a*), *b*) e *c*). In quello della fig. 131 *a*) la tensione *c.a.s.* (cioè di *controllo automatico della sensibilità dell'amplificatore*), è ricavata dal rivelatore mediante un filtro passa-basso rappresentato dal resistore 5 e dal condensatore 6. Nello schema della fig. 131 *b*), la tensione a frequenza intermedia, che è ricavata dal primario del trasformatore relativo è applicata alla placca del diodo di destra che provvede, per raddrizzamento, a creare la tensione di regolazione.

In fine, con lo schema della fig. 131 *c*) la placca del diodo raddrizzatore per il c.a.s. riceve una tensione continua negativa rispetto al catodo e può fornire la tensione di regolazione soltanto quando il valore della tensione a frequenza intermedia è più elevata di quella della tensione negativa. La regolazione, che è pertanto *immediata* nel caso delle figg. 131 *a*) e *b*), è invece *ritardata* (o *dilazionata*) con lo schema della fig. 131 *c*). Il controllo dell'amplificazione di tensione si effettua con gli valente ad esso si ottiene di prevedere con il calcolo il comportamento dello stadio stesso. Nel caso di uno stadio comprendente un carico anodico generico *R* (fig. 134 *a*), si desumono come segue i relativi circuiti equivalenti.

1) *Generatore di corrente.*

Il legame esistente fra il circuito d'ingresso o di *comando* (griglia) ed il circuito di uscita o *comandato* (placca) è rappresentato dalla componente alternativa della corrente anodica ed è considerato nella relazione di calcolo della *conduttanza mutua* o *pendenza* del tubo, che vale, come noto

$$s = dIa/dVg, \text{ (per Va = costante)}.$$

In regime alternativo è lecito prescindere dalla notazione *d* che indica l'incremento della grandezza elettrica per cui, potendo scrivere

$$s = Ia/Vg$$

si ricava immediatamente

$$Ia = s \, . \, Vg$$

che rappresenta la corrente alternativa erogata dal tubo in assenza del carico e pertanto nel circuito comprendente la sola resistenza interna *Ri*. Se si connette il carico ai capi di esso si perviene allo schema dato in fig. 134 *b*) nel quale, potendo trascurare la reattanza del

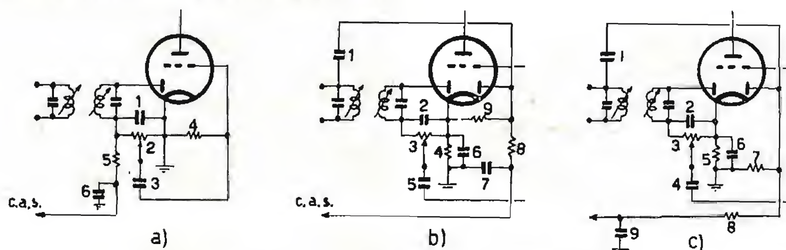


Fig. 131

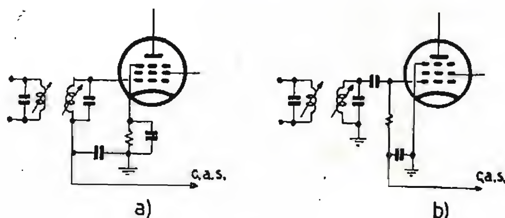


Fig. 132

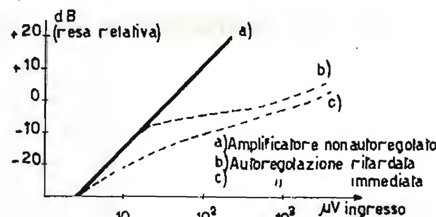


Fig. 133

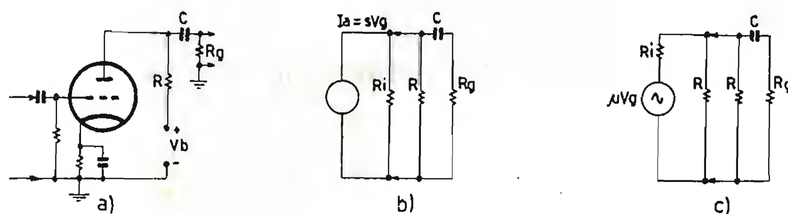


Fig. 134

schemi della fig. 132 e pertanto realizzando, rispettivamente, la connessione in serie (fig. 132 *a*) oppure quella in parallelo (fig. 132 *b*) rispetto al circuito di comando. Il comportamento del sistema di autoregolazione è completamente illustrato dalla caratteristica relativa (fig. 133) ottenuta riportando sull'ordinata la resa relativa in dB (oppure la potenza di uscita, purchè sufficientemente minore della massima potenza di uscita), in funzione alla tensione d'ingresso (μV) indicata sull'ascissa.

AMPLIFICATORE (circuito equivalente ad uno stadio...)

Disposizione schematica con la quale, sostituendo al tubo un generatore di corrente, oppure di tensione, equi-

condensatore di accoppiamento *C*, si possono sostituire i resistori Ri, Rc ed Rg con un resistore equivalente ad essi e pertanto calcolato dal reciproco della somma dei reciproci delle singole resistenze. Se si ammette, come spesso avviene in pratica, che sia Rc << Ri (caso del pentodo) e che sia parimenti Rc << Rg, si può considerare il tubo caricato da una resistenza equivalente Re << Rc, per cui si stabilisce, ai capi di Re, una d. di p. Va = = Ia . Re = s Vg Re alla quale corrisponde un'amplificazione di tensione As = Vu/Vg = s . Re e pertanto calcolato dal prodotto della pendenza *s* per la resistenza equivalente al carico anodico.

2) *Generatore di tensione.*

Dallo schema del tubo considerato equivalente ad un generatore di corrente si desume immediatamente il

valore della tensione che può essere fornita dal tubo stesso. Poichè e infatti

$$Ia = s . Vg$$

si può scrivere

$$Ia = \mu Vg/Ri$$

in quanto risulta

$$s = \mu/Ri ;$$

si ha quindi

$$Ia . Ri = \mu \, Vg$$

che dà i valori della caduta di tensione provocata dalla resistenza interna Ri e quello della tensione ai morsetti del generatore stesso. Lo schema relativo assume l'aspetto dato in fig. 134 *c)* e permette di valutare agevolmente l'amplificazione di tensione dello stadio. La corrente che fluisce nel carico anodico *Re* e che vale

$$Ia = \mu Vg/(Ri+Re)$$

determina ai capi di esso una caduta di tensione

$$Vu = Re . Ia = Re . \mu Vg/(Ri+Re)$$

e quindi un rapporto

$$Vu/Vg = As = \mu \frac{Re}{Ri+Re}$$

che rappresenta appunto l'amplificazione di tensione dello stadio.

Il circuito equivalente rappresenta un mezzo essenziale per prevedere con il calcolo il comportamento di uno stadio amplificatore e richiede di essere interpretato anche concettualmente per non ricavare delle considerazioni errate. Per esempio, la tensione μ Vg del generatore equivalente, non esiste in realtà come la *Vu;* occorre intendere che essa è equivalente alla variazione della resistenza interna Ri provocata dalla tensione eccitatrice. E' inoltre evidente che gli sviluppi di cui sopra e le relative formole conclusive valgono soltanto, nel caso (*ideale*) che sussista una legge lineare di dipendenza fra la corrente anodica Ia ed il potenziale di griglia Vg.

AMPLIFICATORE (classi di funzionamento di uno stadio...)

La denominazione relativa alla *classe* di funzionamento è adottata allo scopo di precisare le condizioni di lavoro del tubo. Si parla pertanto di:

1) *Funzionamento in classe A*, quando la tensione eccitatrice interessa il tratto lineare della curva caratteristica corrispondente all'assenza della corrente di griglia.
2) *Funzionamento in classe A1*: differisce da quello della classe A per il valore della massima ampiezza della tensione eccitatrice che può essere applicata e che corrisponde, esattamente, in tal caso, al potenziale di polarizzazione. Da qui la formazione della corrente di griglia durante la frazione della semialternanza positiva della tensione eccitatrice compresa fra Vg = —1 V e Vg = 0.
3) *Funzionamento in classe B*. E' caratterizzato dal valore del potenziale di polarizzazione che coincide in tal caso con il potenziale di interdizione della corrente anodica. La corrente anodica è soltanto presente durante la semialternanza positiva della tensione eccitatrice, ed ha quindi un'angolo di circolazione di 180°. Il funzionamento in classe *B* è caratterizzato dal fatto che la potenza alternativa ricavata all'uscita risulta proporzionale al quadrato della tensione eccitatrice.
4) *Funzionamento in classe AB*. Il punto di lavoro è stabilito in prossimità del gomito inferiore della curva caratteristica per cui l'amplificazione è da considerare in classe A quando l'ampiezza della tensione eccitatrice è poco elevata, mentre corrisponde a quello della classe B quando tale ampiezza è massima. La corrente di griglia può essere presente, oppure no, durane una frazione della semialternanza positiva della tensione eccitatrice. Nel primo caso si parla di funzionamento in classe AB_2, nel secondo caso di funzionamento in classe AB_1.
5) *Funzionamento in classe C*. E' caratterizzato dal valore dell'angolo di circolazione della corrente anodica, che è inferiore a 180° e dal conseguente valore del potenziale di polarizzazione che è più elevato dal potenziale d'interdizione. In queste condizioni la potenza alternativa, ricavata all'uscita varia, entro certi limiti, con il quadrato della tensione anodica.

Particolarmente importante ai fini pratici l'amplificazione in classe *A* con la quale si ottiene di conservare la forma della tensione eccitatrice. Si ha per altro scarsa *potenza di uscita* ed è quindi anche scarso il *rendimento anodico* o di conversione (energetica) inteso calcolato dal rapporto fra la potenza (in c.c.) spesa per l'alimentazione della placca e quella (c.a.) ricavata. *L'amplificazione di potenza,* vale a dire il rapporto fra la potenza di uscita e quella d'ingresso è invece molto elevato in relazione al fatto che la potenza di eccitazione è nulla in quanto è nulla la corrente di griglia.

La linearità del legame esistente fra la componente alternativa della corrente anodica e la tensione eccitatrice, da considerare praticamente verificato facendo funzionare il tubo in classe A, è anche conseguito andando in classe *AB* ed in classe *B*, purchè si ricorra alla *connessione simmetrica* (V. *push-pull* o *controfase)* di una coppia di tubi identici.

Passando dalla classe *A* alle classi *B* e *C*, la potenza di uscita aumenta ed aumenta in conseguenza il rendimento anodico.

AMPLIFICATORE (... distorcente)

Stadio amplificatore di tensione o di potenza funzionante in regime di non linearità e pertanto nelle condizioni previste per le classi AB, B e C.

Le applicazioni pratiche riguardano ordinariamente i casi in cui si vuole realizzare una *moltiplicazione di frequenza (V.)*. Il funzionamento è spiegato dalla composizione armonica della componente alternativa della corrente anodica, risultante dalle condizioni di funzionamento del tubo, e dalla conseguente possibilità di ricavare per filtrazione la componente armonica desiderata. Uno stadio siffatto è pertanto adoperato nei trasmettitori, più precisamente quando la frequenza portante di lavoro corrisponde ad un multiplo della frequenza fondamentale di funzionamento dello stadio pilota.

Un'altra interessante applicazione riguarda la misura di frequenza che può effettuarsi con rilevante precisione sfruttando le armoniche ricavate da uno stadio distorcente eccitato da un generatore piezoelettrico. Nel primo caso e cioè quando il generatore pilota del trasmettitore funziona su una frequenza più bassa di quella di lavoro, lo stadio distorcente è realizzato accordando il carico anodico sul multiplo previsto (in generale non oltre la 4ª armonica) della frequenza fondamentale di eccitazione di un tubo funzionante in classe B o C. Nel secondo caso il carico anodico dello stadio distorcente e pertanto funzionante in classe B senza corrente di griglia, è rappresentato da un resistore.

AMPLIFICATORE (... finale)

Stadio terminale destinato a fornire la grandezza elettrica di uscita al carico utilizzatore rappresentato, per esempio, da un trasduttore elettroacutico, da una linea di collegamento, da un'antenna irradiante, ecc. L'alimentazione di un trasduttore elettroacustico del tipo usuale e cioè con cono vibrante, richiede di realizzare l'amplificatore finale con un tubo di potenza e pertanto caratterizzato dallo scarso valore della resistenza interna, in conseguenza al contributo determinante apportato dall'intensità della corrente anodica al valore della potenza erogata. Altrettanto si può dire per l'amplificatore finale che precede l'antenna irradiante il cui tubo può però funzionare in classe *C* e quindi con rendimento anodico molto elevato, mentre nel caso dell'alimentazione di un altoparlante si può andare soltanto in classe A_1, oppure in classe AB e B purchè si ricorre alla *connessione in controfase*. L'amplificatore finale del trasmettitore è indicato anche con PA (dall'inglese *power amplifier*). Il comportamento dell'amplificatore finale non è soltanto determinato dalle condizioni di funzionamento del tubo, bensì anche, ordinariamente, dall'impossibilità di ricorrere ad un'impedenza di utilizzazione adeguata all'impedenza ottima del carico richiesto dal tubo per fornire la mas-

Impiego e manutenzione del registratore magnetico G. B. C. PT/12

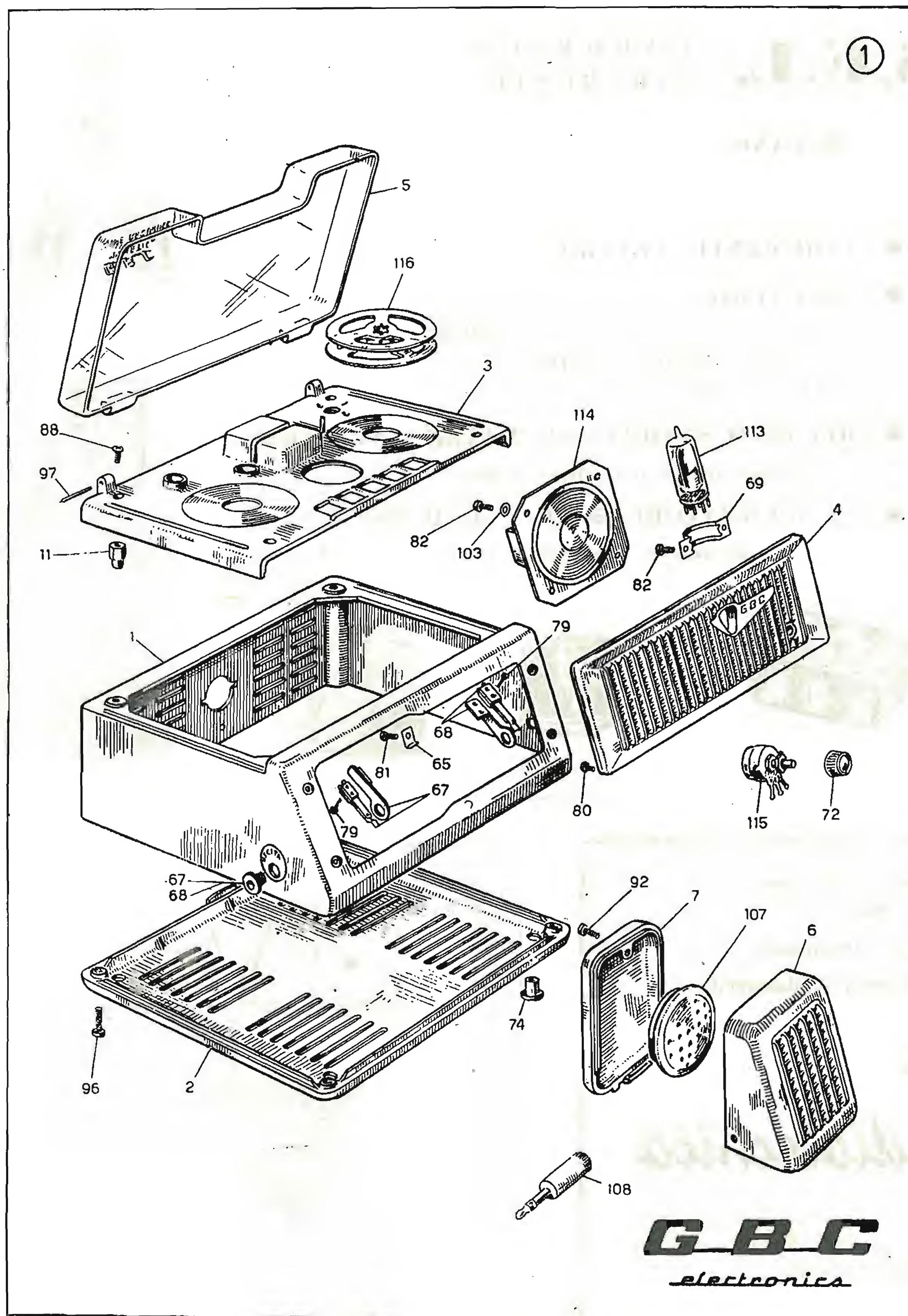


Fig. 1

Le note che seguono sono state richieste al costruttore e completano lo scritto riportato nel fascicolo N. 68 (pag. 567) nel quale si è illustrato lo schema elettrico e si sono riportate ordinatamente le istruzioni per l'uso del registratore magnetico in oggetto. La larga diffusione di esso non è soltanto da riferire al costo ed all'ingombro, entrambi eccezionalmente molto convenienti, bensì, in particolare, ai notevolissimi risultati conseguiti nel campo della registrazione magnetica dei suoni e della voce. L'interpretazione delle note che pubblichiamo e che non sono riportate sull'illustrazione tecnica distribuita dal costruttore, è agevolata dalle tavole fornite dall'Egr. Sig. J. Castelfranchi che vivamente si ringrazia anche a nome dei nostri lettori.

L'eccezionale fedeltà di riproduzione della musica e della parola, la razionale risoluzione dei problemi pratici relativi all'impiego, tra i quali meritano rilevare la tastiera di selezione, l'indicatore ad orologio tarato in metri della lunghezza del nastro ancora disponibile, molto utile anche per ascoltare una registrazione effettuata in una determinata parte del nastro, e l'incisione su doppia traccia, che consente la registrazione di programmi di lunga durata senza ricorrere all'uso di più bobine, fanno del « Phonetic PT12 » una realizzazione veramente di avanguardia e dànno un particolare valore a queste note.

1. Per una buona conservazione ed un razionale impiego del registratore PT/12, tenere presenti le seguenti norme:
   a) al fine di evitare eventuali deformazioni dei rulli di

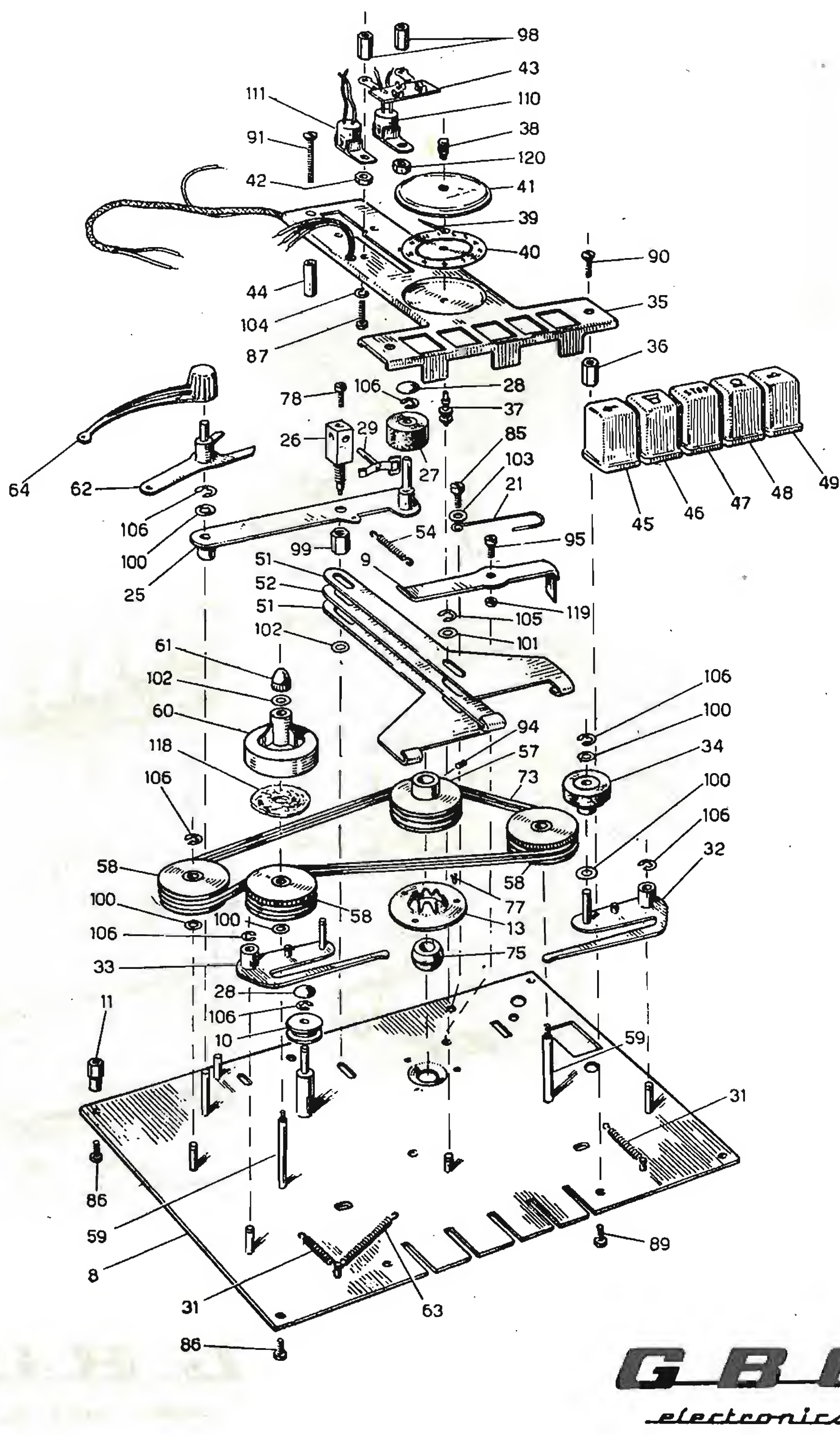


Fig. 2

trascinamento in gomma e la conseguente irregolarità di marcia, ricordarsi, al termine dell'uso, di abbassare sempre il tasto « STOP »;

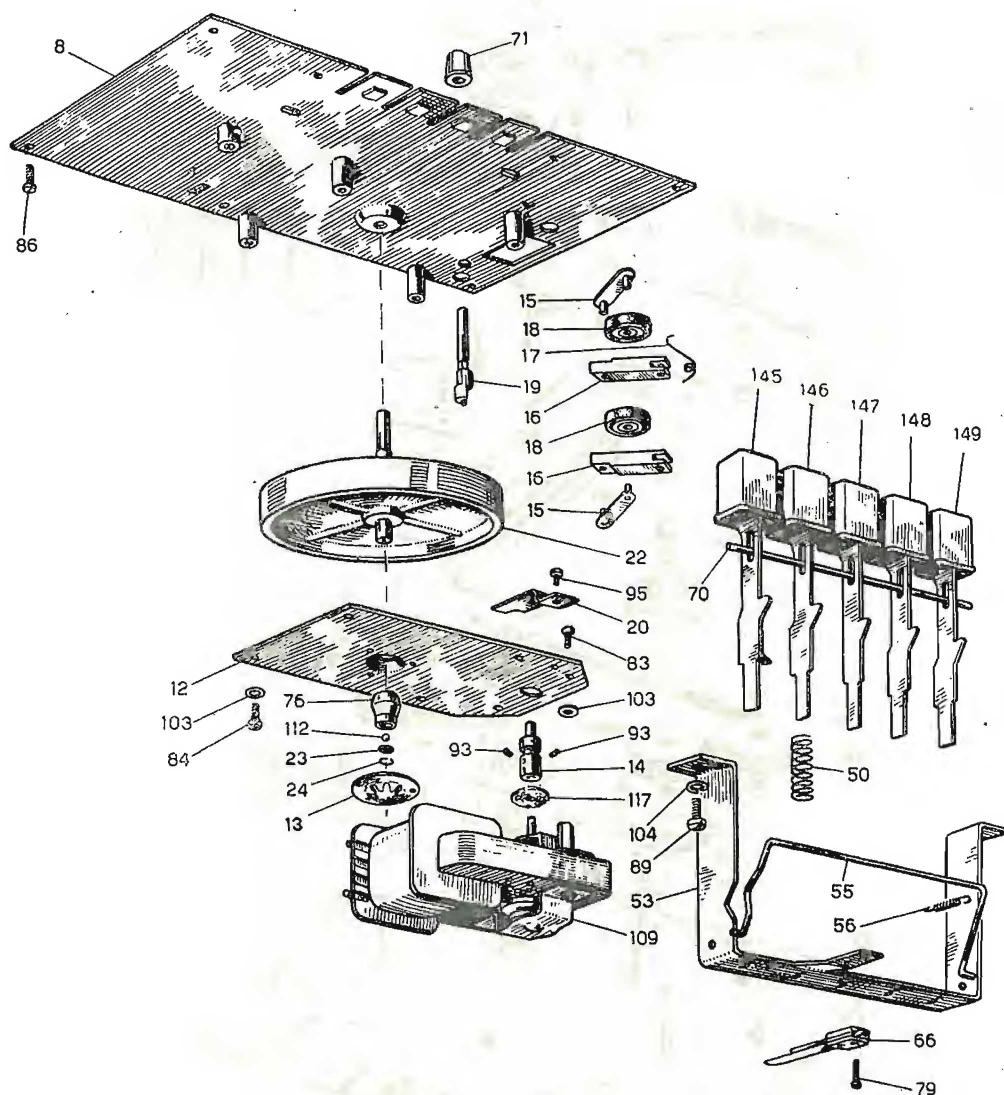
b) manovrando la tastiera per eseguire le commutazioni, non passare mai direttamente da una posizione di lavoro all'altra senza avere abbassato il tasto d'attesa « STOP ». Per esempio, per passare dall'incisione alla riproduzione non abbassare mai direttamente il tasto relativo a quest'ultimo funzionamento (Ω), ma eseguire l'operazione in due tempi, procedendo:
1) ad abbassare il tasto « STOP »,
2) ad abbassare il tasto di registrazione (Ω),
e così per ogni altro tipo di commutazione,

INTERPRETAZIONE DELLE NORME RELATIVE AI GUASTI DI NATURA MECCANICA ED ELETTRICA

Per comodità del lettore, le singole parti alle quali si riferisce il testo sono indicate con il numero riportato nelle quattro tavole che seguono e che riguardano nell'ordine:

fig. 1: il mobile, l'altoparlante, i dispositivi di commutazione, il microfono, ecc.;

fig. 2: le parti meccaniche montate sulla parte inferiore del pannello e sulla piastra ad esso immediatamente sottostante quali, alcuni elementi della tastiera di selezione, il contatore del nastro, la trasmissione ed i dispositivi d'innesto e frenatura delle bobine, ecc.;



GBC electronica

Fig. 3

fig. 3: i dettagli delle parti meccaniche relative alla generazione del moto e quindi, il motore, il volano, i tasti e la incastellatura relativa, il cambio di velocità, ecc.

fig. 4: le parti dell'amplificatore elettronico, cioè il telaio principale, il trasformatore d'alimentazione e quello di uscita, il commutatore, i portatubi, il raddrizzatore, ecc.

GUASTI DI NATURA MECCANICA

1. Nel caso che l'ascolto della registrazione già effettuata, risultasse modulata da una specie di miagolìo, occorre accertarsi che il *rullino di trascinamento* S/27 (fig. 2), ruoti liberamente sul suo perno; se ciò non fosse lasciar cadere tra il perno e la bussola qualche goccia di olio per macchina da cucire, facendo attenzione di usarne il meno possibile. Assolutamente da escludere la benzina o altri solventi.
2. Se durante lo svolgimento od il riavvolgimento rapido del nastro, dovesse verificarsi uno slittamento delle bobine o, addirittura, il loro arresto, procedere come segue fig. 2):
   a) svitare il *cappellotto di blocco* S/61,
   b) togliere la *rondella* S/102, il *piattello* S/60 ed il *feltrino* S/118,
   c) attraverso la sottostante apertura pulire con etere solforico le zole delle pulegge S/58 e le cinghiette S/73.

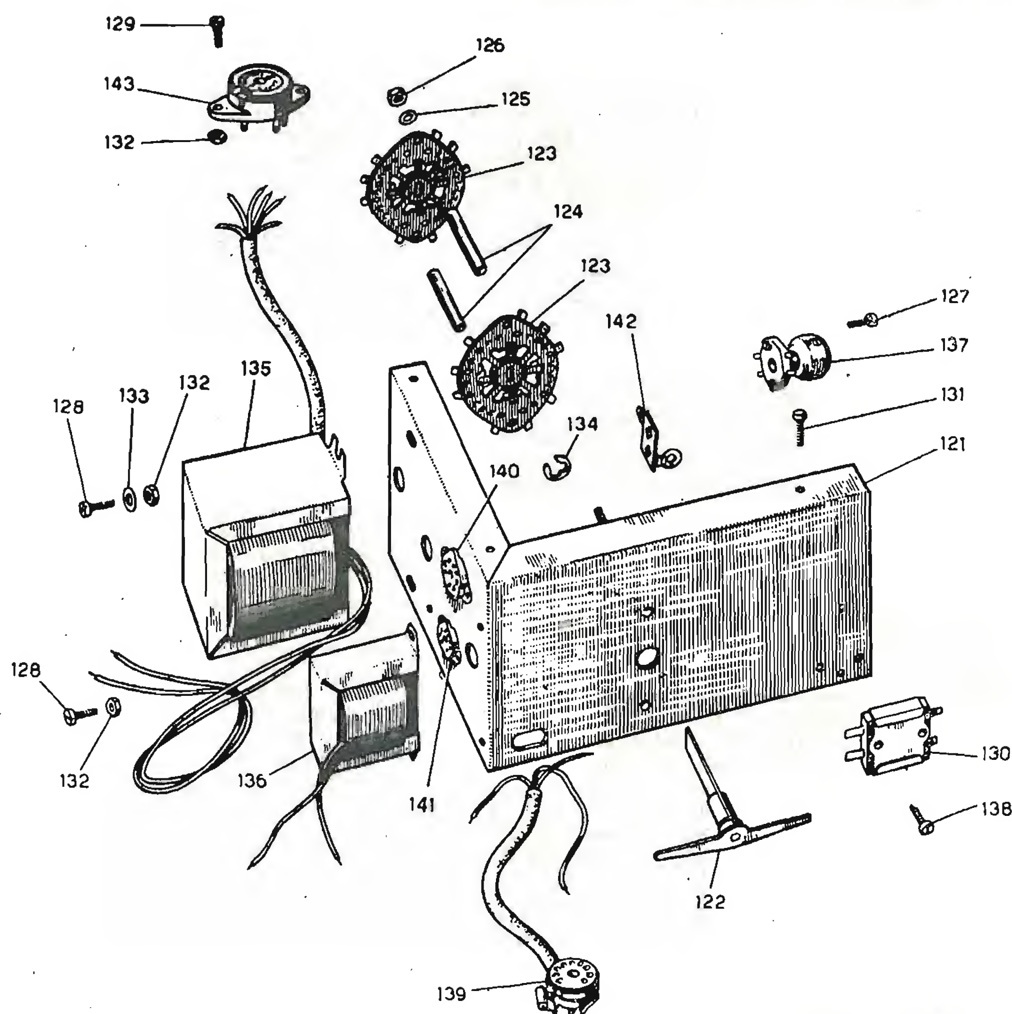


Fig. 4

3. L'impossibilità di effettuare la registrazione, dimostrata dall'immobilità *dell'indicatore ottico* S/113 (fig. 1), può essere provocata dallo stato di usura delle *testine di registrazione* S/110. (fig. 2). Verificare anche se le lamelle di contatto del jack S/86 (figg. 2 e 3), lavorano regolarmente.
4. Per far fronte all'eventuale slittamento dei *rullini del cambio* S/18 (fig. 3), si richiede di smontare il *coperchio* S/3 (fig. 1). A tale scopo, dopo aver tolto le *bobine porta nastro, sfilare*:
   a) il *braccio* S/64 (fig. 1), il *guida-nastro* S/10 (fig. 2), il *rullino di trascinamento* S/27 (fig. 2) e la *manopola del cambio* S/71 (fig. 3);
   b) togliere le quattro viti di fissaggio del *coperchio* S/3 (fig. 1);
   c) pulire con etere solforico i *rullini del cambio* S/18 (fig. 3), fino a far scomparire ogni traccia di olio.
5. Dovendo effettuare la pulizia delle *testine* S/110 ed S/111 (fig. 2), rispettivamente di *registrazione* e di *cancellazione*, ripetere le operazioni sub *a*) e *b*) di cui al precedente punto 4, indi provvedere alla loro pulizia mediante batuffoli di cotone imbevuti di etere solforico.
6. Nel caso che la registrazione o la cancellazione del nastro risultassero poco soddisfacenti, togliere come sopra detto il coperchio S/3 (fig. 1) e verificare quindi la pressione

(*Continua a pag.* 975)

CONSULENZA

TV - Radio apparati - Tecnica elettronica - Teoria e pratica ★ G. TERMINI

72. Ricevitori portatili comprendenti un solo transistore.

Sig. Rag. V. M. - Palermo

I cinque schemi riportati in fig. 1 risolvono il problema di realizzare un ricevitore con un solo transistore e dànno la possibilità di scegliere la disposizione più adatta alle particolarità di costituzione e di funzionamento che si vogliono conseguire. La possibilità di eliminare la batteria di polarizzazione della fig. 1 *A*, è spiegata dal fatto che nella fig. 1 *B* si applica al collettore la componente continua del segnale rivelato. Per giungere a tale risultato, senza dubbio molto attraente, è necessario avere alla ricezione un'intensità di campo particolarmente elevata. E' comunque da tener presente che la polarità del segnale rivelato (e cioè se *positiva* o *negativa*) dipende dal tipo del transistore utilizzato e che le connessioni di esso devono necessariamente stabilirsi in modo da polarizzare il collettore rispetto alla base nel senso della tensione inversa. Si richiede, più precisamente, una tensione negativa e pertanto ricavata dall'anodo del diodo nel caso di transistore *p-n-p*, mentre è necessario avere una tensione positiva, quindi ottenuta dal catodo, quando si adopera un transistore *n-p-n*.

L'effetto del carico agente sul circuito oscillatorio e che è rappresentato dall'antenna e dal diodo rivelatore è quello di provocare una diminuzione del coefficiente di sovratensione di esso e quindi di diminuire, in conseguenza, la sensibilità e la selettività del ricevitore. A questo effetto ci si oppone nello schema della fig. 1 *C* ricorrendo alla reazione positiva e pertanto riportando all'ingresso (*base*) una frazione della componente alternativa esistente all'uscita (*collettore*). Per tale fatto ed anche per la possibilità di far funzionare il transistore in regime di rivelazione (il valore medio della componente variabile della corrente del collettore è infatti proporzionale alla variazione di ampiezza delle semialternanze *positive*, oppure *negative*, a seconda se si adopera un transistore *n-p-n*, *oppure p-n-p*), lo schema della figura 1 *C* è da preferire agli schemi prima considerati. La stessa disposizione è adottata nello schema della fig. 1 *E* in cui si è però previsto all'ingresso un filtro di banda allo scopo di migliorare la selettività del ricevitore. Infine, nello schema della fig. 1 *D*, il transistore amplifica simultaneamente la tensione a frequenza portante e quella a frequenza acustica ricevuta dall'uscita del diodo rivelatore.

Riassumendo, per concludere, quanto emerge dall'esame degli schemi di cui sopra, si ha:

a) le cifre migliori di sensibilità e di selettività si ottengono con lo schema della fig. 1 *D* che ha però l'inconveniente della complessità e dell'eccessivo ingombro, questo ultimo conseguente alla necessità di ricorrere a due condensatori variabili monocomandati;

b) molto più semplice, anche se non altrettanto efficiente, lo schema della fig. 1 *C*, senz'altro da preferire a quelli delle figg. 1 *A*, 1 *B* ed 1 *E*, per i vantaggi apportati dalla reazione positiva.

Dal punto di vista della realizzazione pratica è da tener presente che i migliori risultati si ottengono, in ogni caso, con un compromesso fra la necessità di conseguire una buona sensibilità realizzando un'accoppiamento molto stretto fra l'antenna ed il circuito oscillatorio e fra quest'ultimo ed il rivelatore e la necessità di raggiungere una adeguata selettività diminuendo lo smorzamento provocato dal carico agente sul circuito oscillatorio stesso. La soluzione prevista, cioè la connessione autotrasformatorica del carico alla bobina di accordo del circuito selettore, può essere anche sostituita dall'accoppiamento a trasformatore, più spesso adottato dai costruttori perchè consente di conseguire una migliore selettività a scapito, beninteso, della sensibilità.

Per coprire la gamma delle onde medie comprese fra 19 m e 555 m circa, con un condensatore variabile del tipo precisato (Cmin = 20 pF, Cmax = 480 pF) si richiede una bobina di 160 μH che può realizzarsi:

a) senza nucleo di ferro avvolgendo 2 × 48 spire a nido di ape di filo litz 15 × 0,05 mm su un tubo di cartone bachelizzato da 20 mm;

b) con nucleo cilindrico di polvere di ferro da 7 mm, regolabile a vite: 2 × 48 spire a nido d'ape, filo litz 15 × 0,05 mm, supporto da 9,5 mm circa.

Nel caso dello schema della fig. 1 *C*, il circuito di antenna e quello della base del transistore sono connessi, rispettivamente. ad 1/3 e ad 1/5 del numero complessivo di spire contato a partire dall'estremo collegato a massa. Per quanto riguarda invece lo schema della fig. 1 *D*, si va dal circuito oscillante d'ingresso alla base per via trasformatorica, più precisamente mediante la bobina 3 strettamente accop-

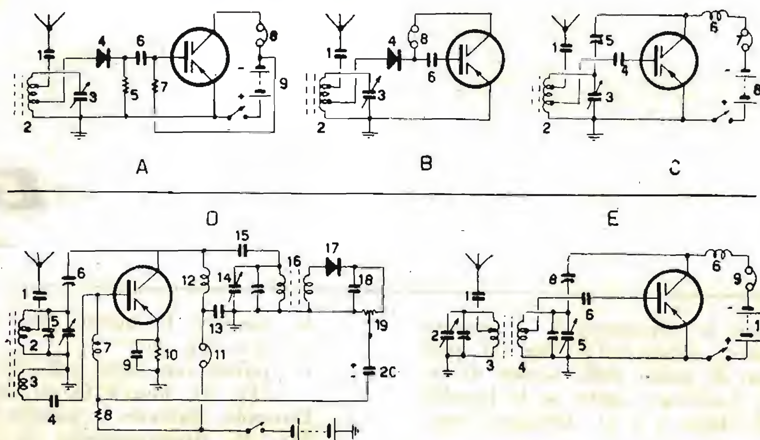


Fig. 1

Fig. A - **1** - 350 pF; **4** - 1N34; **5** - 0,22 M-ohm; **6** - 20.000 pF; **7** - 0,22 M-ohm; **8** - auricolari ad alta impedenza; **9** - 3 ÷ 6 V.

Fig. 1 C - **5** - 50 pF (sensibilità); **6** - 2,5 mM.

Fig. 1 D - **1** - 350 pF; **4** - 50.000 pF; **5** - 5 ÷ 60 pF; **6** - 50 pF **7** - 2,5 mH; **8** - 2,7 K-ohm; **9** - 50.000 pF in parallelo ad un condensatore elettrolitico da 10 micro-F; **10** - 1,2 K-ohm; **11** - auricolari ad alta impedenza; **12** - 2,5 mH; **13** - 10.000 pF; **15** - 1000 pF; **17** - 1N34; **18** - 250 pF; **19** - 0,2 M-ohm; **20** - 4 micro-F.

piata alla bobina di accordo e pertanto realizzata con sei spire di filo litz 15 × 0,05 avvolte direttamente sulla bobina stessa di accordo. Il trasformatore 16 interposto fra il collettore ed il diodo rivelatore è del tipo con rapporto in discesa 4 : 1 andando dal circuito oscillante al rivelatore. Occorrono pertanto in ogni caso (e cioè con bobine di accordo senza e con nucleo di ferro) 24 spire a nido d'ape di filo litz 15 × 0,05 mm, accoppiate strettamente alla bobina di accordo.

73. A proposito dell'amplificatore ad alta fedeltà senza trasformatore di uscita, pubblicato nel fascicolo N. 77 (pag. 872).

Sig. V. V. - Milano

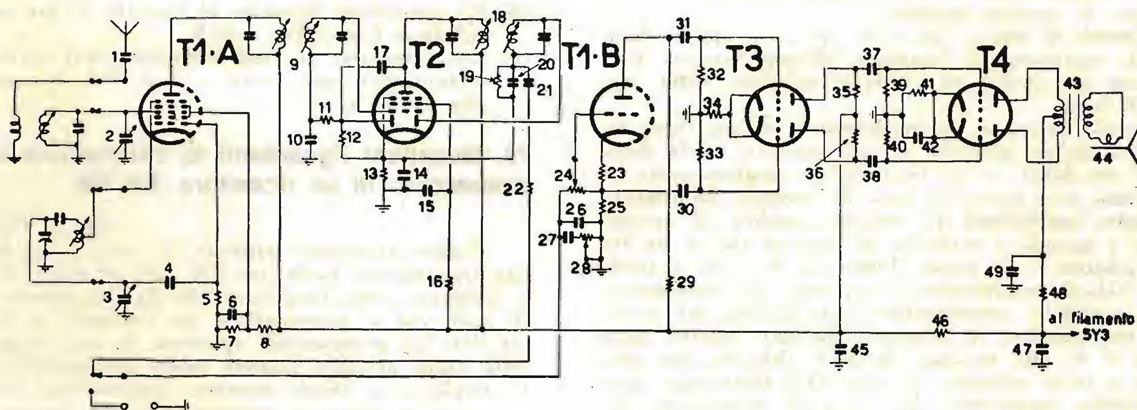
La potenza sonora irradiata da un altoparlante è strettamente legata alla potenza elettrica con la quale si va ad alimentre la bobina mobile e che può valutarsi, con sufficiente approssimazione, con il prodotto RI^2. Nel caso di cui sopra e cioè con altoparlante ad alta impedenza (800 ohm), ri ricava la potenza di uscita di 10 W quando la bobina mobile è percorsa dalla corrente $I = \sqrt{P/R} = \sqrt{10/800} = 0{,}11$ A circa. Connettendo in serie ad esso un altoparlante a bassa impedenza (per esempio 3 ohm) la massima potenza di uscita è $P = RI^2 = 3 \cdot (0{,}11)^2 = 0{,}036$ W ed è pertanto inaccettabile rispetto alla potenza messa in giuoco dall'altoparlante ad alta impedenza. La soluzione migliore, realizzata dalla « *Philips* » nel sistema « Bi-Ampli 6 », è caratterizzata dalla separazione dei suoni in due canali, dall'uso di uno stadio di uscita in push-pull senza trasformatore di uscita e dal conseguente impiego di due altoparlanti ad alta impedenza uno dei quali a doppio cono e pertanto tale da assicurare una eccellente riproduzione delle note basse e delle note alte. Il « tweeter », cioè l'altoparlante separato per le note più acute non risolve altrettanto bene il problema della riproduzione ad altissima fedeltà, anche nel caso che si provveda ad ovviare all'acutezza caratteristica dell'angolo di emissione, montando frontalmente con angoli diversi due o più altoparlanti. Il biconico « *Philips* » comprende due coni coassiali, uno normale per la riproduzione delle note basse ed uno più piccolo per le note alte. La distribuzione del suono è caratterizzata in tal caso da eccezionale uniformità per il fatto che il cono piccolo serve alla diffusione delle note alte e basse, mentre il cono grande si comporta come riflettore delle note alte. Da notare anche che entrambi i coni sono mossi dalla stessa bobina mobile e che sono quindi molto piccole le differenze del livello sonoro irradiato da entrambi.

74. Ricevitore a supereterodina a quattro tubi (raddrizzatore escluso) con coppia di triodi finali in controfase. Tubi: ECH 81 (T1), EBF 80 (T2), 12AU7 (T3), 6BX7 (T4).

Sig. M. S. - Ancona

La possibilità di pervenire a risultati particolarmente interessanti nel campo dei ricevitori usuali per AM, ricorrendo ai tubi espressamente costruiti per TV, non costituisce una novità ed è confermata dalla realizzazione riportata in fig. 2 nella quale si comprende il doppio triodo 6BX7-GT (T4), notoriamente adoperato per la deflessione di quadro. Lo stadio finale, funzionante in classe AB senza corrente di griglia, eroga una potenza di circa 4 W su carico di 7000 ohm, ed è preceduto dal doppio triodo amplificatore 12AU7 (T3) al

Fig. 2



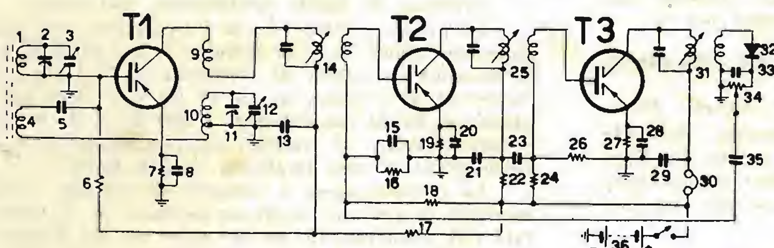


Fig. 3

Fig. 2 - Ricevitore a supereterodina a quattro tubi (raddrizzatore escluso) con coppia di triodi finali in controfase.

TUBI - T1 A/B - ECH 81; **T2** - EBF 80; **T3** - 12AU7; **T4** - 6BX7.
CONDENSATORI - 1 - 2000 pF; **2,3** - 2 × 420 pF; **4** - 100 pF; **6** - 50.000 pF; **10** - 50.000 pF; **14,15** - 50.000 pF; **17** - 68 pF; **20** - 100 pF; **21** - 10.000 pF; **26** - 100 pF; **27** - 560 pF; **30,31** - 20.000 pF; **37,38** - 20.000 pF; **42** - 100 micro - F,50 V; **45,47** - 50 micro-F, 500 V; **49** - 50 micro-F.
RESISTORI - 5 - 50 K-ohm, 1/4 W; 7,8 - **27** K-ohm, 1/2 W; **11,12** - 1 M-ohm, 1/4 W; **13** - 250 ohm, 1/2 W; **16** - 90 K-ohm, 1/2 W; **19** - 0,5 M-ohm, 1/4 W; **22** - 0,1 M-ohm, 1/4 W; **23** - 1,2 K-ohm, 1/2 W; **24** - 1 M-ohm **(volume); 25** - 56 K-ohm, 1/2 W; **28** - 1 M-ohm **(tono); 29** - 56 K-ohm, 1/2 W; **32,33** - 0,5 M-ohm, 1/4 W; **34** - 2,2 K-ohm, 1/2 W; **35, 36** - 68 K-ohm, 1/2 W; **39, 40** - 0,3 M-ohm, 1/4 W; **41** - 500 ohm, 3 W; **46** - 2 K-ohm, 3 W; **48** - 250 ohm, 10 W.

Fig. 3 - Supereterodina con coppia di stadi in reflex - T1 - 2N168 A; T2, T3 - 2N169 - 1, 2, 3 - circuito selettore; **4** - 5 spire strettamente accoppiate alla bobina di accordo; **5** - 30.000 pF; **6** - 0,1 M-ohm, (fra la base e la massa occorre collegare un resistore da 39 K-ohm, omesso per errore nello schema); **7 - 1 K-ohm; 8** - 10.000 pF; **13** - 10.000 pF; **15** - 5000 pF; **16** - 57 K-ohm; - **17** - 100 ohm; **18** - 68 K-ohm; **19** - 1,2 K-ohm; **20** - 50.000 pF in parallelo a 10 micro-F; **21** - 4 micro-F **22** - 2,7 K-ohm; **23** - 5000 pW; **24** - 68 K-ohm; **26** - 27 K-ohm; **27** - 1,8 K-ohm; **28** - V. 20; **29** - 10.000 pF; **30** - auricolari ad alta impedenza; **32** - 1N64; **33** - 250 pF; **34** - 0,2 M-ohm ; **35** - 4 micro-F.

quale pervengono le due tensioni di fase opposta ricavate adl triodo T1-B. Gli stadi seguono la disposizione convenzionale, eccetto l'eptodo del tubo T1 con il quale si effettua la conversione delle frequenze portanti nella frequenza intermedia. Il funzionamento di tale stadio è comunque da considerare molto soddisfacente anche sulle gamme delle onde corte, specie se si stabilizza per via potenziometrica (resistori 7 ed 8), come si è fatto, il potenziale di alimentazione della griglia schermo.

75. Questioni riguardanti la tecnica delle radioriparazioni.

Sig. E. Zagato - Padova

A. *I disturbi introdotti nel ricevitore dalla rete di distribuzione dell'energia elettrica,* possono essere eliminati:

1) collegando fra ciascun conduttore della linea e la massa un condensatore da 0,1 micro-F;
2) collegando in serie ai conduttori della linea due impedenze di arresto realizzate avvolgendo 60 spire circa a nido d'ape o a fondo di paniere; il diametro del filo è calcolato in base all'intensità della corrente assorbita dal primario del trasformatore negli istanti che seguono alla accensione e può essere riferito ad un'intensità di corrente di 3 A/mmq.

B. *L'insufficiente sensibilità* è sicuramente da imputare *alla inefficienza dell'antenna* nel caso che il funzionamento sia accompagnato da un notevole fruscio e che la sensibilità migliori allungando l'antenna stessa. Diversamente si deve controllare *l'allineamento del generatore per la tensione a frequenza locale* nel caso che le stazioni ricevute non coincidano con l'indicazione nominativa della scala, oppure quello del *circuito selettore* nel caso che tale coincidenza sia invece verificata.

Tra le altre cause probabili, merita ricordare:

1) il *disallineamento dei trasformatori per la frequenza intermedia* conseguente, per esempio, alla presenza di un condensatore di accordo staccato;
2) *l'esaurimento di uno o più tubi,* specie di quelli destinati alla conversione di frequenza, all'amplificazione della frequenza intermedia ed al raddrizzamento della tensione di linea.

Modificando l'accordo dei trasformatori di cui sopra intorno alla condizione generale, si può conoscere se la diminuzione di sensibilità è da imputare a disallineamento. I primi due tubi sono invece in corso di avanzato esaurimento quando risulta insufficiente la tensione catodica di autopolarizzazione e quando è eccessiva la tensione che si ha fra la griglia schermo e la massa. Infine, se il + Vb è insufficiente, il bidiodo raddrizzatore è in corso di esaurimento.

C. Non è possibile *cortocircuitare* una frazione del secondario del trasformatore di alimentazione per passare dalla tensione di 5 V alla tensione di 4 V richiesta dal tubo AZ 41 che si vuole sostituire al tubo 5Y3. Qualunque spira in corto circuito rappresenta una causa di dissipazione che aumenta in misura non trascurabile il carico del trasformatore. Occorre invece contare le spire esistenti, dividere tale valore per 5 e moltiplicare il risultato ottenuto per 4.

76. Antenna a presa calcolata per 7 - 14 - 28 Mc/s.

Sig. E. Storelli, Pavia.

Lunghezza dell'antenna 20,09 m, diametro del filo 1,6 mm, presa per la discesa a 2.87 m dal centro. La linea di alimentazione può avere qualsiasi lunghezza; occorre però che essa risulti perpendicolare all'antenna stessa per una lunghezza non inferiore a 6 metri.

77. Ricevitore a supereterodina con coppia di stadi in « reflex ». Transistori 2N168A (T1), 2N169 (T, T3). Diodo rivelatore 1N64.

Sig. M. Taccani, Vicenza.

I vantaggi caratteristici della conversione di frequenza e cioè l'importante aumento della sensibilità e della selettività non consigliano di realizzare un ricevitore ad amplificazione diretta, anche nel caso che i transistori disponibili siano soltanto tre. Molto soddisfacenti, per tale fatto, i risultati che si ottengono con lo schema della fig. 3 nel quale il convertitore di frequenza T1 è seguito da due stadi destinati ad amplificare simultaneamente la corrente a frequenza intermedia e quella a frequenza acustica. Con questo artificio è sufficiente far seguire un transistore di potenza al transistore T3 per realizzare l'ascolto in altoparlante.

I dati elettrici e costruttivi degli elementi, riportati in calce allo schema, consentono di passare agevolmente alla realizzazione pratica. Ulteriori notizie, specie sul convertitore di frequenza e sui trasformatori per la frequenza intermedia, possono ricavarsi dal fascicolo N. 78 (pag. 896).

78. Denominazione ed impiego tipico dei transistori costruiti dalla « Philips ».

Sig. Dott. Ing. R. M., Ragusa.

OC 16: transistore di potenza per amplificazione B.F. e circuiti di commutazione.
2 OC 16: coppia per stadi finali in controfase, 12 W d'uscita.
OC 30: transistore di potenza per amplificazione B.F.
2 OC 30: coppia per stadi finali in controfase, 4 W d'uscita.
OC 44: transistore per alta frequenza, stadi convertitori ed oscillatori, frequenza di taglio 15 Mc/s.
OC 45: transistore per stadi amplificatori della frequenza intermedia, frequenza di taglio 6 Mc/s.
OC 46: transistore per alta frequenza, corrente di collettore elevata (100 mA), calcolatrici elettroniche e impieghi professionali.
OV 57 - OC 58 - OC 59: transistori sub-miniatura per otofoni; diametro 2,9 mm, altezza 3,9 mm.
OC 65 - OC 66: transistori sub-miniatura per microamplificatori; dimensioni 7 × 3,15 × 3.95 mm.
OC 70: transistore per preamplificatori B.F., circuiti oscillatori, apparecchiature di controllo.
OC 71: transistore per stadi pilota di B.F., stadi finali di piccola potenza, circuiti commutatori di qualsiasi tipo.
OC 72: transistore per stadi finali B.F.
2 OC 72: coppia per stadi finali in push-pull, 0,5 W d'uscita.
2 OC 74: coppia per stadi finali, 1 W d'uscita.
OC 76: transistore per commutatori elettronici, convertitori-elevatori di tensione continua, circuiti di regolazione e di controllo, amplificatori di impulsi, tensione collettore/base — V cb = 30 V.
OC 77: prestazioni identiche al tipo OC 76 ma con tensione collettore/base — Vcb = 60 V.
OC 170: transistore per alta frequenza, stadi oscillatori e convertitori per onde corte e per FM, frequenza di taglio 70 Mc/s.

79. Questioni riguardanti la costituzione ed il funzionamento di un ricevitore AM/FM.

Sig. M. Pozzi, Torino.

Il fatto, realmente verificato, di avere a che fare con un solo trasmettitore locale per FM, non permette di trascurare il problema della lunghezza della banda passante attraverso gli stadi che si comprendono fra l'antenna ed il rivelatore per FM. Gli inconvenienti apportati da una errata larghezza della banda passante, possono infatti riassumersi come segue:

1) *larghezza di banda eccessiva*: diminuzione dell'amplificazione in giuoco e peggioramento del rapporto segnale/rumore;
2) *larghezza di banda insufficiente*: distorsione.

In pratica effettuando la trasmissione con indice di modulazione uguale a 5 (è definito in tal senso il rapporto fra la massima deviazione di frequenza di 75 Kc/s e la massima frequenza di modulazione di 15 Kc/s) si deve avere una larghezza di banda non inferiore a 200 Kc/s, il che significa che si può accettare al massimo un'attenuazione di 6 dB in corrispondenza di una larghezza di 240 Kc/s.

La controreazione a comando di corrente, realizzata connettendo in serie al catodo un resistore da 47 ohm non shuntato dal condensatore, ha lo scopo di far fronte alle variazioni della capacità dinamica d'ingresso del tubo, conseguenti alle variazioni della tensione aggiuntiva di polarizzazione (tensione per il c.a.s.). L'accorgimento, che è da considerare indispensabile per la frequenza intermedia di 10,7 Mc/s, è senz'altro inutile per la frequenza di 467 Kc/s in cui apporta realmente una diminuzione di guadagno, ma anche una maggiore stabilità di funzionamento. La diminuzione di cui sopra è tuttavia trascurabile in conseguenza all'elevato valore della pendenza del tubo.

80. A proposito di alcune anormalità osservate nel funzionamento di un televisore.

Sig. Rag. U. Volante, Napoli.

A. *Scarsa linearità verticale.* La variazione con legge esponenziale della tensione che si stabilisce ai capi del con-

densatore di carica è eliminata dall'andamento della curva caratteristica Ia, Va dell'amplificatore finale. La regolazione manuale della linearità ha lo scopo di spostare il punto di lavoro su tale curva (in effetti si agisce sulla tensione di polarizzazione) ed è normalmente in grado di far fronte alla variazione di cui sopra. Ciò non avviene quando è eccessiva la tensione rialzata con cui si alimenta l'anodo dell'oscillatore bloccato, perchè è parimenti eccessiva, in tal caso, la tensione applicata all'ingresso dell'amplificatore finale che lavora, in conseguenza, con corrente di griglia. Oltre ad agire sul valore della tensione rialzata, aumentando la resistenza collegata in serie al circuito di alimentazione dell'anodo, si può shuntare l'ingresso dell'ultimo stadio con un ramo comprendente in serie un condensatore da 50.000 pF, ed un potenziometro (collegato a reostato) di 0,2 M-ohm. Quest'ultimo si intende sostituito successivamente con un resistore fisso avente lo stesso valore, ricercato sperimentalmente, della resistenza del potenziometro inclusa.

B. *Effetto provocato sull'altezza dalla regolazione della larghezza dell'immagine.* L'aumento della larghezza della immagine è conseguente all'aumento del carico dell'amplificatore finale determinante a sua volta un aumento dell'E.A.T. e quindi la diminuzione di altezza osservata, la necessità di ovviarvi aumentando la tensione a frequenza di quadro applicata all'ingresso del triodo finale 6CS7 e la relativa deformazione provocata dal sovraccarico di tale tubo. Il problema si risolve per via di compromesso nel senso che la massima larghezza accettabile è quella determinabile una soddisfacente linearità verticale.

C. *Sbandieramento della parte superiore dell'immagine.* Insufficiente ampiezza degli impulsi di sincronismo, da imputare, molto probabilmente, alla scarsa risposta dello amplificatore video nella zona delle frequenze più basse. La causa può risiedere nel valore non sufficientemente piccolo della reattanza del condensatore collegato in parallelo alla resistenza catodica di entopolarizzazione.

81. Radiotelefono con controllo a quarzo. Alimentazione integrale dalle reti a c.a. Tubi: 6CL6 (T1), 6AU8 (T2).

Sig. G. Albani, Bari.

Tra i diversi schemi che possono risolvere il duplice problema di ridurre al minimo il numero dei tubi e di semplificare la commutazione destinata a passare dalla trasmissione alla ricezione, quello riportato in fig. 4 appare senz'altro molto conveniente e si riferisce ad una realizzazione sperimentale attuata a suo tempo dallo scrivente. La commutazione di cui sopra avviene per mezzo del deviatore doppio A-B del tipo usuale in quanto si sono escluse da esso le correnti a R.F. Il trasmettitore risulta costituito dal generatore pilota del tipo con controllo piezoelettrico (T1) e dal triodo amplificatore della tensione a frequenza acustica (T2). La modulazione di ampiezza dell'onda di trasmissione è ottenuta applicando la modulante alla terza griglia del tubo T1. Il ricevitore comprende invece il solo pentodo rivelatore per corrente di griglia T2.

Il funzionamento del generatore pilota è spiegato dalla connessione autotrasformatorica adottata fra la prima e la seconda griglia. In quest'ultima sono presenti una componente continua che è fatta fluire nel ramo dell'impedenza di arresto 5 ed una componente alternativa che mantiene in vibrazione il quarzo. Segue una corrente di rifornimento del circuito oscillatorio e quindi una tensione alternativa ai capi determinante la tensione eccitatrice richiesta per il funzionamento in regime autogeneratorico.

La necessaria linearità di modulazione è ottenuta applicando alla terza griglia il potenziale di polarizzazione ricavato per tramite del resistore 10 connesso in serie al catodo. Tale tensione, che non interessa il circuito della griglia di comando, deve risultare pressochè uguale alla massima ampiezza della modulante in quanto occorre che la corrente nel circuito sia nulla anche durante la semi alternanza positiva della tensione eccitatrice. In pratica è tuttavia possibile aumentare la potenza irradiata diminuendo il potenziale di polarizzazione ed accettando, in conseguenza, una debole corrente durante i picchi di modulazione.

Il carico del tubo T1 è costituito da un filtro Collins che ha il vantaggio di consentire l'uso dell'antenna a stilo prevista. Notevole il fatto che una delle due capacità di accordo del Collins, più precisamente quella comprendente in parallelo i condensatori 15 e 16, è adoperata per accoppiare l'antenna stessa al circuito selettore del ricevitore. Questi che comprende, come si è detto, il pentodo rivelatore per corrente di griglia T2, ricorre alla reazione positiva per aumentare la sensibilità e la selettività.

La realizzazione dell'apparecchiatura in questione non comporta particolari difficoltà ed è agevolata dai dati elettrici e costruttivi dei componenti riportati in calce allo schema stesso. La messa a punto del trasmettitore riguarda:

a) il funzionamento in regime persistente del generatore pilota che si consegue agendo sulla frequenza di accordo del circuito oscillatorio e che si considera realizzato in corrispondenza alla diminuzione repentina della corrente anodica rilevata escludendo momentaneamente il sistema irradiante;

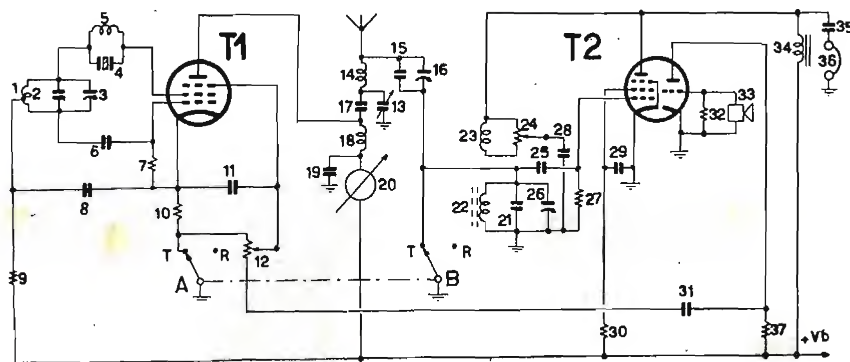


Fig. 4 - Radiotelefono con controllo a quarzo. Alimentazione integrale dalle reti a C.A. Tubi - 6Cl6 (T1) - 6AU8 (T2).

CONDENSATORI - **2** - 180 pF; **3** - 5 ÷ 60 pF; **6** - 100 pF; **8** - 10.000 pF; **11** - 500 pF; **13** - 350 pF; **15** - 300 pF; **16** - 5 ÷ 60 pF; **17** - 1500 pF; **19** - 10.000 pF; **21** - 180 pF; **25** - 200 pF; **26** - 5 ÷ 60 pF; **28** - 100 pF; **29** - 50.000 pF; **31** - 15.000 pF; **35** - 20.000 pF.

RESISTORI - **7** - 56 K-ohm, 1/4 W; **9** - 8 K-ohm, 1/2 W; **10** - 120 ohm, 1 W; **12** - 0,5 M-ohm **(regolazione manuale della profondità di modulazione); 24** - 50 K-ohm **(sensibilità); 27** - 2 M-ohm, 1/4 W; **30** - 0,3 M-ohm, 1-2 W; **32** - 10 M-ohm, 1/4; **37** - 0,1 M-ohm, 1/2 W.

VARIE - **2** - 22 spire filo 0,8 mm smaltato, supporto da 14 mm di diametro; **4** - quarzo in gamma 7 Mc/s; **14** - 1 mM, impedenza di arresto; **14** - 14 spire, filo rame argentato nudo, passo 2 mm, diametro dell'avvolgimento (in aria) 30 mm; **18** - 1 mH, impedenza di arresto; **20** - 100 mA f.s.; **22** - 20 spire filo smaltato 0,25 mm, supporto da 10 mm di diametro con nucleo cilindrico di ferro da 7 mm; **23** - 8 spire, filo 0,25 mm, avvolte a circa 3 mm dalla bobina di accordo (lato caldo); **33** - microfono piezoeletrico; **36** - cuffia ad alta impedenza.

b) l'accordo del filtro Collins, affidato ai condensatori 13 (minima corrente anodica in assenza dell'antenna) e 16 (massima corrente con antenna inclusa).

82. Trasmettitore televisivo per impianto pubblicitario con tubo di presa vidicon. Dati elettrici e costruttivi dettagliati dell'amplificatore di telecamera e dei generatori di deflessione (prima parte).

Sig. M. B., Milano.

Le parti essenziali di un impianto del genere sono, la *telecamera*, il *centro di comando* ed il *monitore.* Il segnale video può essere affidato ad un cavo coassiale oppure ad un cavo hertziano (via radio) a seconda della distanza esistente fra la telecamera ed il monitore. La trasmissione via radio avviene con potenze molto piccole, ordinariamente comprese fra 100 mW e 500 mW. Lo *standard* adottato nel continente (Francia ed Inghilterra esclusi) segue le norme *Gerber* delle trasmissioni circolari ed è quindi del tipo con 625 righe intercalate, frequenza verticale di 50 c/s, frequenza orizzontale di 15.625 c/s.

La *telecamera*, che comprende *il tubo di presa*, un *amplificatore* ed un *sistema ottico,* ha il compito di fornire il segnale video al cavo coassiale o al cavo hertziano. Le telecamere moderne adoperate per la televisione industriale, non comprendono i generatori di riga e di quadro che sono invece installati nel centro di comando. Il tubo da presa più usato, è il *vidicon* costruito dalla RCA. Il funzionamento di esso è spiegato dalla presenza di un elettrodo fotoconduttore e pertanto atto a *trasformare l'immagine ottica in un'immagine elettrostatica.* Ciascuna area elementare dell'immagine ottica, messa a fuoco sulla superficie fotoconduttiva depositata su un elettrodo trasparente conduttore, determina una variazione di conduttanza proporzionale all'intensità luminosa incidente e modifica la differenza di potenziale esistente fra l'area fotoconduttrice considerata e la superficie opposta che è mantenuta ad un potenziale fisso positivo. La immagine elettrostatica, così ottenuta, è esplorata da un raggio catodico a bassa velocità proveniente da un cannone elettronico usuale. Il *vidicon* è provvisto di focalizzazione e di deflessione magnetica del tipo normalmente adoperato nei cinescopi. Il passaggio del raggio catodico sulla superficie posteriore dello strato fotoconduttore portante l'immagine elettrostatica, è causa di una proporzionale variazione di potenziale conseguente ad un corrispondente apporto di elettroni e determina una corrente variabile nella placca del segnale che è collegata alla superficie fotoconduttiva stessa.

Particolarmente severe le condizioni di funzionamento dell'amplificatore della telecamera, per il quale si richiedono:

a) elevato rapporto segnale/rumore;
b) risposta lineare compresa fra 20 c/s e 4,5 Mc/s;
c) distorsione di fase pressochè nulla;
d) ottima risposta ai transitori;
e) particolare insensibilità agli urti ed ai fattori ambientali (temperatura, umidità, campi elettromagnetici vaganti, eccetera).

Molto usati, in proposito, i tubi professionali a lunga vita caratterizzati dalla eccezionale permanenza nel tempo delle caratteristiche di funzionamento e dalla strettissima tolleranza degli elementi atti a definire tali caratteristiche. Per conseguire un elevato rapporto segnale/rumore si fa seguire al tubo da presa uno stadio a basso rumore di fondo e pertanto solitamente realizzato alimentando con corrente continua il filamento di una coppia di triodi collegati in cascode. La linearità di funzionamento entro l'intera larghezza della banda è ottenuta, in genere, con circuiti di compensazione e di egualizzazione della risposta del tubo da presa. Indispensabili la stabilizzazione elettronica delle tensioni di alimentazione dei tubi.

Il numero degli stadi dell'amplificatore è ovviamente legato al valore dell'amplificazione complessiva richiesta e quindi al valore della tensione che si vuole avere all'uscita. Nel caso della connessione al *vidicon* si può mediamente contare su una tensione d'ingresso di 20 mV ricavata per tramite di un carico di 0,1 M-ohm. Un'amplificatore per telecamera a tre tubi, atto a fornire una tensione di circa 1 V ad un cavo coassiale da 75 ohm, è riportato in fig. 5. Con quattro tubi e cioè sostituendo al triodo-pentodo ECF 80 il triodo E 80 C ed il pentodo E 80 F, si ottiene una tensione di circa 1,4 V. Nello schema di cui sopra la tensione-segnale ricavata da l'anodo del vidicon è fatta pervenire all'ingresso del primo stadio comprendente i due triodi del tubo T1 connessi, rispettivamente, con catodo a massa e con griglia a massa. I vantaggi di questa disposizione, alla quale è dato il nome di "*cascode*", sono noti e riguardano, più precisamente, la rilevante stabilità di funzionamento ed il valore molto basso della resistenza equivalente al rumore. Da notare in questo stadio:

a) la necessità di prevenire il regime autogenerativo, collegando i resistori 2 e 9 in serie ai circuiti di comando dei due tubi;
b) la possibilità di estendere la banda passante, evitando la controreazione catodica a comando di corrente e pertanto shuntando il resistore relativo con i due condensatori 4 e 6, rispettivamente di 22.000 pF e di 1200 μF.

Lo stadio che segue, realizzato con il pentodo E 80 F (T2), è del tipo con compensazione induttiva e capacitiva di frequenza e ricorre alla stabilizzazione della capacità dinamica d'ingresso. La compensazione induttiva è affidata alla bobina di picco 24, shuntata dal resistore di smorzamento 25 e che è collegata in serie al resistore di carico 24. L'accorgimento ha lo scopo di far fronte all'effetto delle capacità parassite in giuoco, rappresentato dall'attenuazione che subisce la tensione di uscita e che risulta crescente con il crescere della frequenza. La compensazione capacitiva è ottenuta per mezzo del resistore 23 e dei condensatori 21 e 22 ed ha lo scopo di aumentare l'amplificazione dello stadio nella regione delle frequenze più basse. Queste risultano infatti attenuate dalla reattanza capacitiva non sufficientemente piccola dei condensatori di accoppiamento, il cui valore non può aumentare per non aumentare la costante di tempo del circuito e quindi per non peggiorare la risposta ai transitori. La compensazione di frequenza è spiegata in ogni caso dall'aumentato valore del carico anodico e dal conseguente aumento della tensione di uscita verificato, in un caso (frequenze più elevate), quando la reattanza della bobina di picco 24 non è trascurabile rispetto alla resistenza di carico 24, mentre, nell'altro caso (fre-

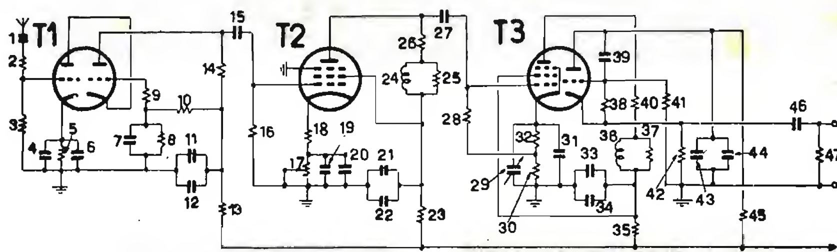


Fig. 5 - Amplificatore di telecamera con tubo di presa « Vidicon » R.C.A.

TUBI: T1 - E 8 CC; **T2** - 80 F; **T3** - ECF 80 .

RESISTORI: 2 - 100 ohm, 1/4 W; **3** - 0,2 M-ohm, 1/4 W; **5** - 127 ohm, 1/2 W; **8, 10** - 0,47 M-ohm, 1/2 W; **9** - 120 ohm, 1/4 W; **13** - 7,8 K-ohm, 1 W; **14** - 6300 ohm; **16** - 0,56 M-ohm, 1/ W; **17** - 5 K-ohm (regolazione manuale del guadagno); **18** - 27 ohm, 1/2 W; **23** - 12 K-ohm, 1 W; **26** - 5200 ohm, 1/2 W; **28** - 0,56 M-ohm, 1/4 W; **30** - 27 K-ohm, 1/2 W; **32** - 1600 ohm, 1 W; **35** - 7,8 K-ohm, 1 W; **25, 37** - 0,1 M-ohm, **38** - 4,2 M-ohm, /14 W; **40** - 5200 ohm, 1/2 W; **41** - 1 M-ohm, 1/4 W; **42** - 1,2 K-ohm; **45** - 16 K-ohm, 1 W; **47** - 82 ohm, 1 W. **47** - 82 ohm, 1 W.

CONDENSATORI: 1 - 25 pF; **4** - 22000 pF; - **6** - 1200 micro-F; **7** - 0,25 micro-F; **11** - 22000 pF; **12** - 12 micro **F;** 15 - 47000 pF; **19** - 2200 pF; **20** - 1000 micro-F; **21** - 47000 pF; **22** - 12 micro-F; **27** - 22000 pF; **29** - 50 ÷ 350 pF; **31** - 270 pF; **33** - 47000 pF; **44** - 12 micro-F; **46** - 150 micro-F.

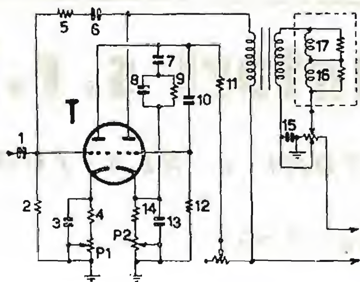


Fig. 6

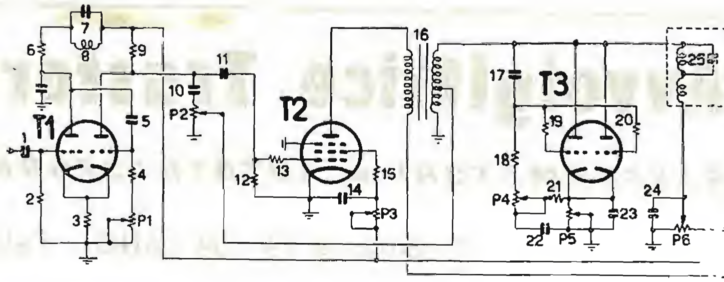


Fig. 7

Fig. 6 - Generatore di deflessione verticale per il « Vidicon » (f = 50 c/s).
TUBO - T - 6CS7.
REGOLATORI MANUALI - P1 - 0,1 M-ohm; **P2** 5 K-ohm; **P3** - 2 M-ohm; **P4** - 20 ohm, 3 W.
RESISTORI - 2 47 K-ohm; **4** - 82 K-ohm; **5** - 01 M-ohm; **9** - 47 - K-ohm; **11** - 2 M-ohm; **12** - 2,2 M-ohm; **14** - 720 ohm; **16,17** - 560 ohm.
CONDENSATORI - 1 - 20.000 pF; **3** - 0,1 micro-F; **6** - 1000 pF, 2 KV; **7** - 2200 pF; **8** - 0,1 micro-F; **10** - 0,1 micro-F; **13** - 150 micro-F, 50 V; **15** - 10.000 pF.

Fig. 7 - Generatore di deflessione orizzontale per il « Vidicon » (f = 15,625 c/s).
TUBI - T1 - 6AU7; **T2** - 6CL6; **T3** - 6AS7.
REGOLAZIONI MANUALI - P1 - 0,1 M-ohm **(freq. orizzontale); P2** - 5 K-ohm, 1/2 W **(picco del dente di sega); P3** - 10 K-ohm, 2 W **(larghezza); P4** - 0,25 M-ohm, 1/2 W **(linearità); P5** - 500 ohm, 2 W (smorzamento); **P6** - 20 ohm, 3 W (spostamento orizzontale).
RESISTORI - 1 M-ohm; **3** - 1,2 K-ohm; **4** - 0,15 M-ohm; **6** - 15 K-ohm, 1 W; **9** - 0,1 M-ohm; **12** - 0,47 M-ohm; **13** - 56 ohm; **15** - 1 K-ohm, 1 W; 18 - **47** K-ohm; 19,20 - **4,7** K-ohm; 1/2 W; **21** - 0,1 M-ohm, 1 W.
CONDENSATORI - 1 - 1000 pF; **5** - 390 pF; **10** - 390 pF; **11** - 1000 pF; **14** - 0,1 micro-F; **17** - 270 pF; **22** - 20.000 pF; **23** - 10 micro-F, 450 V; **24** - 150 micro-F, 50 V; **25** - 390 pF; **26** - 22 pF.

quenze più basse), quando la reattanza dei condensatori 21 e 22 non è trascurabile rispetto alla resistenza 23.

Le variazioni della capacità dinamica d'ingresso del tubo T2, conseguenti alla variazione della tensione di polarizzazione del tubo, prevista allo scopo di effettuare la regolazione manuale del guadagno, provocano una variazione di ampiezza delle tensioni eccitatrici relative alle frequenze più elevate della banda passante e raggiungono un importo praticamente trascurabile ricorrendo alla controreazione a comando di corrente e pertanto collegando in serie al catodo il resistore 18. Per meglio comprendere tale possibilità si consideri che la capacità dinamica d'ingresso è

$$Cdi = Q_t/Vg$$

con $Q_t = Q_1 + Q_2$ in quanto si è posto

$Q_1 = C_{gk}\ Vg$ e

$Q_2 = C_{ag}\ Vg\ (As + 1)$

ed essendo: C_{gk} e C_{ag}, le capacità statiche, rispettivamente, di ingresso e di uscita del tubo ed $As = Va/Vg$ l'amplicazione di tensione dello stadio. Con il crescere di As, ossia con il diminuire della tensione negativa di polarizzazione cresce anche la quantità di elettricità Q_2, introdotta per via elettrostatica dalla placca alla griglia e cresce anche la tensione di controreazione, pertanto di fase opposta alla Vg, per cui diminuisce Q_1 e diminuisce anche Q_t di un importo pressochè uguale, almeno entro certi limiti, alla diminuzione di Vg provocata dalla controreazione.

Lo scopo principale del pentodo T3 che segue, è quello di correggere la curva di risposta del vidicon che subisce un attenuazione crescente con il crescere della frequenza. Per tale fatto il condensatore variabile 29, connesso in parallelo al circuito catodico, provoca una tensione di controreazione sulle frequenze più basse che cresce con il diminuire della capacità e che determina una tensione di uscita pressochè uguale a quella che si ottiene sulle frequenze più elevate.

L'adattamento all'impedenza del cavo coassiale è infine attuata per mezzo del circuito catodico del triodo T3.

Dall'amplificatore di telecamera si passa al *centro di comando* nel quale si devono comprendere:

1) *i generatori di comando dei movimenti di deflessione del vidicon;*
2) *i generatori degli impulsi di sincronizzazione e del segnale di cancellazione della traccia di ritorno;*
3) *gli alimentatori.*

I problemi che s'incontrano per creare le correnti di deflessione del raggio catodico del vidicon sono i medesimi che si considerano per realizzare i movimenti di riga e di quadro dei cinescopi adoperati nei televisori domestici, in quanto le deflessioni avvengono, in entrambi i casi, per via *elettromagnetica*. Per la *deflessione verticale* può pertanto servire il doppio triodo a sezioni separate 6CS7 alimentato da una tensione di circa 300 V (anzichè circa 480 V). Lo schema relativo, riportato in fig. 6, ripete la disposizione classica già illustrata nel fascicolo N. 65 (pag. 456) e comprende le regolazioni manuali di *frequenza* (P1), di *linearità* (P2), di *altezza* (P3) e di *spostamento verticale* (P4).

Si prosegue nel prossimo fascicolo in cui si completa lo schema elettrico del trasmettitore televisivo illustrando nell'ordine:

a) *una sezione di sincronizzazione e di cancellazione comprendente i demoltiplicatori di frequenza ed il generatore pilota (funzionante sulla frequenza di 31,25 Kc/s) stabilizzato da una reattanza elettronica comandata da un comparatore di fase;*
b) *una sezione più semplice, con un generatore per 50 c/s sincronizzato con la frequenza della rete ed un generatore per 15.625 c/s stabilizzato mediante un circuito volano;*
c) *gli alimentatori stabilizzati.*

Successivamente si parlerà anche del monitore e della trasmissione via radio del segnale televisivo.

Registratore G.B.C. PT/12

(*continua da pag.* 969)

ed il parallelismo del *pressore* S/29 (fig. 2). In condizioni normali esso deve appoggiare con i due bracci, leggermente e con uguale pressione, sulle due testine antistanti. Una pressione eccessiva provoca una rapida usura del nastro e delle testine.

GUASTI DI NATURA ELETTRICA

1. Venendo a mancare la tensione di alimentazione degli anodi e delle griglie schermo, verificare anzitutto il raddrizzatore ad ossido S/130 (fig. 4) ed i relativi componenti del filtro di livellamento (condensatori elettrolitici di 40 μF, resistore di 10 K-ohm).
2. La riproduzione è ovviamente nulla nel caso probabile, ma non facile a verificarsi, che siano interrotte le connessioni alla bobina mobile dell'altoparlante.
3. Quando risulta impossibile effettuare la registrazione (e la cancellazione) occorre verificare nell'ordine il *pentodo* EL 90 (6AQ5), la *bobina oscillatrice* S/137 (fig. 4), i contatti del *commutatore*, il *cordone del microfono*, i contatti dei due *jack* « MICRO » ed « OUTPUT », la posizione delle *testine di registrazione* S/110 e di *cancellazione* S/111 (fig. 2).
4. Venendo a cessare improvvisamente la registrazione e pertanto venendo a mancare l'indicazione luminosa del tubo S/113, è opportuno verificare anzitutto lo stato dei tubi ECC 83 ed EL 90. Risultando queste efficienti, si controlla la continuità dell'avvolgimento della testina di registrazione S/110.

L'Avvolgitrice Trasformatori s. r. l.

TRASFORMATORI • AUTOTRASFORMATORI • REATTORI

Via E. Gola N. 18 - MILANO - Telefono 84.59.03

Stabilizzatore di tensione a ferro saturo "Daniel's„

Lo stabilizzatore che riassume i requisiti necessari ad un apparecchio di pregio



★

Tensione di alimentazione universale - Tensione di uscita V 110-160-220 - Frequenza 50 Hz - Stabilizzazione ± 2% con variazioni ± 20% - Rendimento 80% - Potenza di uscita 250 VA

Stock Radio

MILANO - Via Panfilo Castaldi, 20 - Tel. 27.98.31



SOLAPHON mod. 21015 90°

serie "golden star„

Il classico Televisore per famiglia

Cinescopio 17" 90° racchiuso in mobile di linea moderna e di ottima fattura - 8 canali con sincronizzazione automatica del video-suono - Elevata sensibilità - Tensione rete universale.

MODELLO 17015 - 17 POLLICI
Dimensioni: larghezza cm. 50, altezza 40, profondità 40.

MODELLO 21015 - 21 POLLICI
Dimensioni: larghezza cm. 60, altezza 48, profondità 45.

A richiesta inviamo gratuitamente il nostro listino



SOLAPHON mod. 522/RF

Radiofono supereterodina 6 valvole più sintonizzatore ottico - Selectore di gamma a tastiera per la ricezione dei segnali a modulazione di frequenza o modulazione di ampiezza in O.M. e O.C. - Altoparlante elittico - Potenza d'uscita 4,5 watt - Complesso LESA 4 velocità - Alimentazione corrente alternata per tensioni 110-140-160-220 Volt - Mobile elegante con finiture in metallo - Dimensioni: cm. 47 x 31 x 36.

S. I. A. E.

SOCIETA' ITALIANA APPARECCHIATURE ELETTRONICHE

MILANO - Via Natale Battaglia n. 12 - Tel. 28.71.45

ANALIZZATORE Mod. 620 - 20.000 Ω/V



STRUMENTTO AD AMPIO QUADRANTE (mm. 125 x 100)

CARATTERISTICHE

Misure Voltmetriche: 5 - 10 - 25 - 50 - 100 250 - 500 - 1000 V. sia in C.C. che in C.A.

Misure Miliamperometriche e Amperometriche: 1 - 5 - 50 - 500 - 5000 mA sia in C.C. che in C.A. Portata diretta da 50μA in C.C.

Misure Ohmmetriche: in 4 portate differenti da un ohm e 20 M-ohm ottenute con una normale batteria da 4,5 V. sistemata nell'interno dell'Analizzatore stesso.

Misure d'uscita: in otto portate tarate direttamente in dB.

Misure di capacità: da 2000 pF a 5 μF tarate direttamente in μF.

Ciret

Commissionaria Italiana Radio Elettrodomestici, Televisori

MILANO

Piazza Principessa Clotilde, 8 - Tel. 650358

- **Valvole**
- **Cinescopi**
- **Parti staccate per Radio e TV**
- **Materiale Geloso**
- **Televisori**
- **Radio**
- **Fonovaligie**
- **Elettrodomestici**

delle migliori marche Italiane ed Estere



Forti sconti ai rivenditori e riparatori - Spedizioni ovunque - Catalogo a richiesta

---



Laboratorio Terlano
della F. E. S.

Terlano (Bolzano)
Via G. Marconi, 45

TERMISTORI

per **Televisori**
per la Radiotecnica
per l' Elettrotecnica

Rappresentante per l'Italia:

Ing. KORILLER

Via Borgonuovo 4 - Milano - Telefono 66.66.93